

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO



Sistema bidirecional de carga de baterias para o *FEUP VEC*

Justino Miguel Neto de Sousa

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Armando Luís Sousa Araújo (Professor Doutor)

29 de Julho de 2013

A Dissertação intitulada

“Sistema de Bidirecional Carga de Baterias para o FEUP VEC”

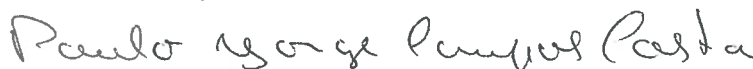
foi aprovada em provas realizadas em 26-07-2013

o júri



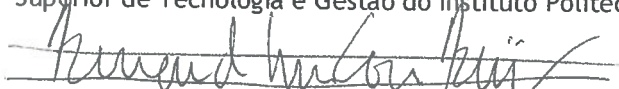
Presidente Professor Doutor Rui Manuel Esteves Araújo

Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto



Professor Doutor Paulo Jorge Campos Costa

Professor Adjunto do Departamento de Ciências Básicas e da Computação da Escola
Superior de Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Viana do Castelo



Professor Doutor Armando Luís Sousa Araújo

Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.



Autor - Justino Miguel Neto de Sousa

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

Resumo

Aquando do aparecimento dos primeiros veículos elétricos automóveis (EVs) em meados do séc.XIX, inícios do séc.XX, acreditava-se que iriam revolucionar o paradigma da mobilidade terrestre. Inicialmente, tal facto parecia realmente ter fundamento mas entretanto surgiram várias condicionantes tanto ao nível da sua construção, autonomia, armazenamento e trânsito/conversão de energia, e também devido ao aparecimento dos veículos com uma arquitetura de tração baseada em motores de combustão interna (ICE). Muito por culpa deste último desvaneceu-se uma possível era promissora para os EVs uma vez que, comparativamente com os veículos equipados com ICE, disponibilizavam ao utilizador uma menor autonomia e segurança. No entanto, devido ao contínuo aumento dos preços dos combustíveis fósseis e de todas as implicações ambientais inerentes, o mercado automóvel viu-se obrigado a encontrar novas alternativas que possibilitassem contrariar esta tendência.

O constante desenvolvimento tecnológico na área da eletrónica de potência permitiu aos EVs mostrar novamente o seu potencial outrora ignorado, apresentando-se como uma alternativa cada vez mais viável.

Esses mesmos desenvolvimentos possibilitaram a interação bidirecional de recursos de baixa potência com a rede elétrica, e com isso surgiu o conceito de *Vehicle-to-Grid* (V2G), ou seja, possibilidade dos EVs injetarem energia na rede. Do ponto de vista da rede, estes passaram a ser vistos como elementos de armazenamento de baixa capacidade mas que quando aglomerados (com outros EVs), disponibilizam à rede elétrica uma fonte de energia/armazenamento considerável, contribuindo para uma possível uniformização do respetivo diagrama de cargas.

Para que tal aconteça é necessário que a interface de ligação entre o EV e a rede apresente uma característica bidirecional, sendo este o ponto em que assenta esta dissertação.

O presente documento descreve todo o processo de seleção, validação e implementação de um sistema de conversão de potência bidirecional composto por um conversor AC-DC multinível em parceria com um conversor DC-DC *Buck-Boost*. Entre os diversos tópicos abordados destacam-se: os métodos de controlo e de modulação utilizados, que visam minimizar a distorção harmónica, assegurando o seu funcionamento dentro dos limites impostos pela entidade europeia reguladora; o ambiente de simulação, composto pelos resultados obtidos a partir da parceria de simulação entre com os programas *Simulink/Matlab* e *PSIM*, permitindo validar o estudo teórico inicialmente apresentado; e por fim a secção relativa à implementação de um protótipo composto por diversos módulos que, em funcionamento conjunto, permitem efetuar o trânsito de potência nos modos G2V (*Grid-to-Vehicle*) e V2G.

Abstract

When the first electric vehicles cars (EVs) appeared, at the middle/end of the 19th century and beginning of 20th century, it was believed that they would revolutionize the paradigm of earthen mobility. Initially, this thought seemed to be almost a reality but in the meantime arose several constraints at its construction level, in terms of autonomy, storage and energy transit/conversion, and also due to the appearance of vehicles with a traction architecture based on Internal combustion engines (ICE). With this, a possible promising era for EVs faded away since the vehicles with ICE provided a higher level of autonomy and security. However, due to the continuous increase in the prices of fossil fuels and the consequent environmental implications, the automobile market was forced to find new alternatives that would counteract this trend.

The constant technological development in the power electronics field allowed EVs to show again its potential that were once ignored, presenting itself as an increasingly viable alternative.

These same developments have enabled the bidirectional interaction of low power resources with the electrical grid, and with that came the concept of Vehicle-to-Grid (V2G), i.e., the possibility of EVs inject power into the grid. Seen from the grid, EVs became storage elements with a low capacity, but when aggregated with others EVS, provide a considerably power source/storage, contributing to a possible standardization of the load diagram. For this to be done, it's necessary that the interface between the EV and the grid, presents a bidirectional characteristic, point where this dissertation is based.

This paper describes the entire process of a power conversion system selection, validation and implementation, composed by a bidirectional AC-DC multilevel converter in conjunction with a DC-DC Buck-Boost converter. Among the many topics covered, the most important are the methods of control and modulation designed and used to minimize harmonic distortion, ensuring its operation within the limits imposed by the European regulatory authority; the simulation environment, composed by the results obtained from partnership simulation between software Simulink/Matlab and PSIM, allowing to validate the theoretical study initially presented; and finally, the section about a prototype implementation composed by several modules, built with the goal to make the power transit in the two modes of operation, respecting, G2V (Grid-to-Vehicle) and V2G.

Agradecimentos

A realização deste projeto de dissertação é o culminar de um ciclo de estudos que só foi possível devido apoio e incentivo de várias pessoas, nomeadamente:

Ao meu orientador, Prof. Dr. Armando Araújo que sempre se mostrou disponível e paciente para a resolução dos diversos problemas que foram surgindo ao longo do semestre, ou simplesmente para dar a sua sábia opinião pessoal. Por isto e não só, o meu sincero Muito Obrigado!

Aos meus Pais, em especial ao meu Pai, que infelizmente já partiu e não terá a satisfação de ver o resultado do seu esforço, empenho e dedicação para que fosse possível eu chegar ao final deste ciclo, tal como ele tanto ansiava. Onde quer que estejas, Muito Obrigado Pai por muitas vezes colocares de parte os teus próprios sonhos para dares asas aos meus.

Aos meus caríssimos amigos Hélder, Magalhães, Luís Pereira, Carlinhos, Luís Oliveira, Fábio Freitas, Pires, Agostinho, Rui Marcelino, Bouça, Rúben, Emil, Joaquim e tantos outros que fizeram também foram parte integrante deste ciclo, o meu Muito Obrigado pela amizade demonstrada, nos bons e maus momentos, que muito contribuiu para o meu sucesso.

Por fim, gostaria igualmente de expressar o meu agradecimento á FEUP pelo equipamento e espaço disponibilizado, aos técnicos de laboratório com quem me fui cruzando e que sempre se mostraram disponíveis para me ajudar. Também a eles, o meu Muito Obrigado!

Justino Miguel Neto de Sousa

*“In order to succeed,
your desire for success should be greater than your fear of failure”*

Bill Cosby

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Motivação	1
1.2	Apresentação do projeto <i>FEUP VEC</i>	2
1.3	Análise de requisitos	4
1.4	Objetivos propostos	4
1.5	Estrutura da dissertação	5
2	Estado Arte	7
2.1	Veículos Elétricos	7
2.1.1	Perspetiva histórica	8
2.1.2	Topologias em voga atualmente	10
2.2	Baterias	14
2.2.1	Características gerais	14
2.2.2	Critérios de seleção	17
2.2.3	Tipos de baterias	17
2.2.4	Técnicas de carga de baterias	18
2.3	A Rede Elétrica	19
2.3.1	Modos de ligação e de carregamento de um EV	19
2.3.2	Estratégias	20
2.3.3	Normas e requisitos	21
2.3.4	Métodos de regulação	22
2.4	Estrutura de Potência	25
2.4.1	Conversores associados a sistemas de carga bidirecional	25
2.4.2	Modulação de sinal	33
2.4.3	Semicondutores de potência	35
2.5	Conclusão	36
3	Sistema de Carga Proposto	39
3.1	Topologia e modo de funcionamento	39
3.1.1	Conversor bidirecional AC-DC multinível	39
3.1.2	Conversor DC-DC <i>Buck-Boost</i>	43
3.2	Análise matemática do funcionamento dos conversores	44
3.2.1	Conversor AC-DC bidirecional multinível	44
3.2.2	Conversor DC-DC <i>Buck-Boost</i>	46
3.3	Controlo de tensão e corrente	46
3.3.1	Conversor AC-DC bidirecional multinível	46
3.3.2	Conversor DC-DC <i>Buck-Boost</i>	48
3.4	Dimensionamentos	49

3.4.1	Elementos passivos	49
3.4.2	Semicondutores	54
3.5	O controlador	54
3.6	Conclusão	55
4	Análise Computacional	57
4.1	<i>Software</i> utilizado	57
4.2	Ambiente de simulação	58
4.3	Simulação do conversor AC-DC multinível	60
4.4	Simulação do conversor DC-DC <i>Buck-Boost</i>	63
4.5	Conclusão	64
5	Plataforma Experimental	65
5.1	<i>Hardware</i>	66
5.1.1	Módulo de aquisição de sinal	66
5.1.2	Módulo de proteção	74
5.1.3	Módulo de <i>drive</i> de sinal para os IGBTs	81
5.1.4	Módulo de potência	82
5.2	<i>Software</i>	82
5.2.1	Bloco de aquisição de sinal	83
5.2.2	Bloco de controlo	84
5.2.3	Bloco PWMs	84
5.3	Monitorização do sistema	85
5.4	Conclusão	86
6	Testes e Resultados	87
6.1	Teste ao módulo de aquisição de sinal	87
6.2	Teste ao módulo de proteção	88
6.3	Teste ao módulo de <i>drive</i> de sinal	89
6.4	Testes diversos	90
6.5	Conclusão	91
7	Conclusão e Desenvolvimentos Futuros	93
7.1	Conclusões da dissertação	93
7.2	Desenvolvimentos futuros	94
A	Planeamento	95
B	Esquemáticos	97
C	<i>Footprints</i>	101
D	Circuitos Implementados	105
	Referências	109

Lista de Figuras

1.1	Hierarquia do projeto <i>FEUP VEC</i>	2
1.2	<i>Fiat Uno</i> com topologia BEV.[4]	3
1.3	Diagrama de blocos representativo do projeto <i>FEUP VEC</i>	3
2.1	Primeiro automóvel elétrico (1832-1839) [6]	8
2.2	<i>Toyota Prius</i> [10] e <i>Mitsubishi i-Miev</i> [11], respetivamente	10
2.3	Topologia típica de um PEV. [1]	10
2.4	Topologia típica de um HEV. [1]	11
2.5	Topologia típica de um PHEV. [1]	12
2.6	Topologia típica de um FCV. [1]	12
2.7	Topologia típica de um PFCV. [1]	13
2.8	Representação e modo de operação de uma bateria. [13]	15
2.9	Curva característica da descarga de uma bateria. [14]	15
2.10	Modelos elétricos da bateria: a)Linear, b) <i>Thevenin</i> , c)Condensador. [18]	16
2.11	Estratégias de controlo da carga de baterias. [25]	20
2.12	Métodos de controlo de tensão e frequência. [25]	22
2.13	Controlador de tensão. [25]	23
2.14	Malha de controlo de potência ativa para um EV. [25]	24
2.15	Controlador de frequência. [25]	24
2.16	Topologia geral monofásica (esq.) e trifásica (dir.) de um sistema de carga bidirecional. [30]	26
2.17	Conversor <i>Half-Bridge PWM</i> : Monofásico. [30]	27
2.18	Conversor <i>Half-Bridge PWM</i> : Trifásico. [30]	28
2.19	Conversor <i>Full-Bridge PWM</i> : Monofásico. [30]	29
2.20	Conversor <i>Full-Bridge PWM</i> : Trifásico. [30]	29
2.21	Conversor 3 níveis <i>PWM</i> : Monofásico. [30]	30
2.22	Conversor 3 níveis <i>PWM</i> : Trifásico. [30]	31
2.23	Conversor <i>Dual Active Bridge</i> DC-DC. [30]	32
2.24	Conversor 2 quadrantes (<i>Buck-Boost</i>). [30]	32
2.25	Conversor integrado (<i>Buck-Boost</i>). [30]	33
2.26	Técnicas de modulação	34
2.27	Imagem comparativa das características de diversos semicondutores de potência. [31]	35
3.1	Técnicas de modulação tipicamente utilizadas em conversores multinível	40
3.2	Conversor Bidirecional AC-DC Multinível (3 níveis)	40
3.3	Forma de onda relativa ao modo de carga	41
3.4	Modo operação N°1 (esquerda) e N°2 (direita). [2]	41
3.5	Modo operação N°3 (esquerda) e N°4 (direita). [2]	42

3.6	Modo operação N°5 (esquerda) e N°6 (direita). [2]	42
3.7	Exemplo de uma forma de onda em "escada", típica dos conversores multinível	43
3.8	Conversor DC-DC <i>Buck-Boost</i>	43
3.9	Diagrama de vetores para os dois modos de operação. [33]	45
3.10	Sistema de controlo do conversor bidirecional multinível. [2]	46
3.11	Sistema de controlo do conversor <i>Buck-Boost</i> : Modo Carga	49
3.12	Sistema de controlo do conversor <i>Buck-Boost</i> : Modo Descarga	49
3.13	Equivalente elétrico da fase	50
3.14	Capacidade requerida vs. <i>Ripple</i> máximo no barramento DC. [36]	52
3.15	Exemplo da corrente fornecida às baterias, <i>c/ripple</i> . [35]	53
3.16	Diagrama de blocos funcional do DSP. [38]	55
4.1	Simulação da estrutura de potência em <i>PSIM</i>	58
4.2	Simulação estrutura de controlo em <i>Simulink/Matlab</i>	59
4.3	Malha de controlo do conversor AC-DC multinível	59
4.4	Malha de controlo do conversor DC-DC <i>Buck-Boost</i>	60
4.5	Simulação do conversor AC-DC multinível: modo G2V	61
4.6	Simulação do conversor AC-DC multinível: Fator de potência (Modo G2V)	62
4.7	Simulação do conversor AC-DC multinível: modo V2G	62
4.8	Simulação do conversor AC-DC multinível: Fator de potência (Modo V2G)	63
4.9	Simulação do conversor DC-DC <i>Buck-Boost</i> : modo G2V	63
4.10	Simulação do conversor DC-DC <i>Buck-Boost</i> : modo V2G	64
5.1	Estrutura da implementação	65
5.2	Efeito de <i>Hall</i>	66
5.3	Sensor de tensão <i>LEM LV 25-P</i> . [40]	67
5.4	Sensor de tensão <i>LEM LA 25-NP</i> . [41]	67
5.5	Esquemático de ligação do <i>LEM LM 25-P</i>	67
5.6	Simulação <i>Multisim</i> - Esquemático Sinal Bipolar para Sinal Unipolar	69
5.7	Simulação <i>Multisim</i> – Entrada: Sinal Bipolar (Vermelho) / Saída: Sinal Unipolar (Azul)	69
5.8	Esquemático de ligação do <i>LEM LA 25-NP</i> (Opção 2)	70
5.9	Esquemático de ligação do <i>LEM LA 25-NP</i> (Opção 3)	73
5.10	Simulação <i>Multisim</i> - Esquemático proteção tensão e corrente no barramento entrada	76
5.11	Simulação <i>Multisim</i> - Simulação proteção tensão no barramento entrada	77
5.12	Simulação <i>Multisim</i> - Simulação proteção corrente no barramento entrada	78
5.13	Simulação <i>Multisim</i> - Esquemático proteção tensão no barramento DC	78
5.14	Simulação <i>Multisim</i> - Simulação proteção tensão no barramento DC	79
5.15	Simulação <i>Multisim</i> - Simulação proteção tensão associada aos <i>packs</i> de baterias	80
5.16	Simulação <i>Multisim</i> - Simulação proteção corrente associada aos <i>packs</i> de baterias	81
5.17	Esquemático do circuito de <i>drive</i> de sinal	81
5.18	Diagrama de blocos relativo ao controlo do sistema	82
5.19	Bloco Aquisição	83
5.20	Bloco Controlo	84
5.21	Bloco PWMs	84
5.22	Interface de monitorização e controlo do sistema	85
5.23	Interface de monitorização e controlo do sistema: Exemplo de Operação	85

6.1	Teste ao módulo de aquisição: sinal tensão bipolar (amarelo); sinal tensão unipolar (verde)	87
6.2	Teste ao módulo de proteção: sinal <i>LEM</i> bipolar – adaptado (amarelo); sinal de erro (verde)	88
6.3	Teste ao módulo de proteção: sinal <i>LEM</i> unipolar (amarelo); sinal de erro (verde)	89
6.4	Teste ao módulo de proteção: sinal <i>LEM</i> unipolar/bipolar (amarelo); sinal de erro (verde), inexistente	89
6.5	Teste ao módulo de <i>drive</i> : sinal entrada (amarelo); sinal saída (verde)	90
6.6	<i>Dead Time</i>	91

Lista de Tabelas

2.1	Caraterísticas das principais topologias dos EVs, [12]	14
2.2	IGBTs vs. Mosfets: Vantagens de utilização	36
2.3	IGBTs vs. Mosfets: Aplicações	36
3.1	Modos de operação e respetivos níveis de tensão. [2]	48
3.2	Padrões de comutação para os diversos modos de operação. [2]	48
4.1	Análise comparativa <i>Simulink</i> vs. <i>PSIM</i>	57
5.1	Tabela da Verdade <i>OR</i>	75
5.2	Tabela da Verdade <i>AND</i>	75
5.3	Limites (eficazes) de aquisição: Sensor tensão do barramento de entrada	75
5.4	Limites de funcionamento sem falha: Sensor tensão do barramento de entrada	76
5.5	Limites de aquisição: Sensor corrente do barramento de entrada	77
5.6	Limites de funcionamento sem falha: Sensor corrente do barramento de entrada	77
5.7	Limites de aquisição: Sensor tensão do barramento DC	78
5.8	Limites de aquisição: Sensor tensão associado aos <i>packs</i> de baterias	79
5.9	Limites de aquisição: Sensor corrente associado aos <i>packs</i> de baterias	80
5.10	Limites de funcionamento sem falha: Sensor corrente associado aos <i>packs</i> de baterias	80

Abreviaturas e Símbolos

AC	<i>Alternating Current</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
BEV	<i>Battery Electric Vehicle</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DEEC	Departamento de Engenharia Eletrotécnica e Computadores
DEM	Departamento de Engenharia Mecânica
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EMI	<i>Electromagnetic interference</i>
EV	<i>Electric Vehicle</i>
FCV	<i>Fuel Cell Vehicles</i>
FEUP	Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
FP	Fator de Potência
G2V	<i>Grid-to-Vehicle</i>
GUI	<i>Graphical User Interface</i>
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle</i>
ICE	<i>Internal Combustion Engine</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
NiMH	<i>Nickel–Metal Hydride Battery</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PEV	<i>Plug-in electric vehicle</i>
PFCV	<i>Plug-in Fuel Cell Vehicles</i>
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>
PWM	<i>Pulse With Modulation</i>
SoC	<i>State of Charge</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse With Modulation</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>
VEC	Veículo elétrico de competição
V2G	<i>Vehicle-to-Grid</i>
ZCS	<i>Zero Current Switching</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

A	<i>Ampère</i>
C	<i>Coulomb</i>
δ	<i>Duty Cycle</i>
Hz	<i>Hertz</i>
t	Tempo, em segundos
V	<i>Volt</i>
W	<i>Watt</i>
m^3	Metro cúbico

Capítulo 1

Introdução

Neste capítulo apresenta-se os principais pontos motivacionais seguindo-se de uma breve apresentação do projeto *FEUP VEC* e respetivo ponto da situação. Apresenta-se igualmente a análise de requisitos, tendo por base os objetivos pretendidos, finalizando-se com a estrutura do presente documento.

1.1 Motivação

Devido ao contínuo aumento dos preços dos combustíveis fósseis e de todas as implicações ambientais inerentes, o mercado automóvel viu-se obrigado a encontrar novas alternativas que possibilitassem contrariar esta tendência.

Sendo este um dos grandes desafios do séc. XXI, governos de todo o mundo multiplicam os seus esforços e investimentos de modo a, pelo menos, minimizar esta situação. A necessidade de melhorar a eficiência energética é uma realidade, surgindo aqui uma oportunidade para os *Electric Vehicles* (EVs) mostrarem todo o seu potencial e todos os seus benefícios para o sistema energético mundial.

O constante desenvolvimento tecnológico na área da eletrónica de potência tornou possível a interação bidirecional de recursos de baixa potência com a rede elétrica. Aliando este facto ao conceito de *smart grid*, potencializa-se ainda mais a aposta nos EVs. [1] O aparecimento de veículos com esta capacidade contribuiu para um aumento do nível de eficiência de ambas as partes e consequentemente, a diminuição das emissões de gases com efeitos de estufa. Por estas e outras razões, os fabricantes da indústria automóvel vão-se rendendo gradualmente às potencialidades desta tecnologia, contribuindo assim para a mudança do paradigma da mobilidade.

Os veículos elétricos que possuem este tipo de tecnologia apresentam-se como uma importante fonte de energia para a rede elétrica, tendo a potencialidade de minimizar alguns problemas desta, como por exemplo as flutuações diárias na procura de energia. [2] Com base nesta ideia, os *Plug-in Electric Vehicles* (PEVs) e os *Plug-in Hybrid Electric Vehicles* (PHEVs) podem de alguma forma contribuir para uma melhor gestão energética da rede elétrica, nomeadamente, a respetiva carga de baterias pode ser realizada em horas de vazio, evitando o desaproveitamento de energia resultante

do excesso de produção das centrais-base e por outro lado, quando a procura é elevada, fornecer energia para rede, evitando a ativação de centrais de produção de energia auxiliares.

Por norma, os sistemas de carga requerem várias horas até efetuar a carga total dos *packs* de baterias nos PEVs/PHEVs, torna-se por isso essencial desenvolver sistemas de carga rápida, permitindo assim uma maior autonomia dos referidos veículos e consequentemente, uma maior comodidade dos seus proprietários. [3]

Posto isto, o presente estudo tem por objetivo introduzir um conversor eletrónico bidirecional, leve e compacto, capaz de fornecer (V2G) e requisitar (G2V) energia à rede elétrica, de modo a causar os mínimos efeitos negativos nesta e a maximizar o ciclo de vida do conjunto de baterias, tudo isto tendo em conta a utilização final para o veículo, nomeadamente, um Veículo Elétrico de Competição *VEC*.

1.2 Apresentação do projeto *FEUP VEC*

Durante o ano letivo de 2010/2011, partindo da parceria entre docentes e alunos do DEEC/DEM da FEUP e com o apoio de algumas entidades privadas, deu-se início o projeto *FEUP VEC*. Este tem por objetivo converter um veículo automóvel tradicional com motor de combustão interna, num veículo composto por um sistema de tração totalmente elétrico, preparado para participar em provas de automobilismo, como é o caso do *Desafio Único - FEUP*.

Uma vez que se trata de um projeto algo complexo, surgiu a necessidade de realizar uma divisão do mesmo em várias áreas de desenvolvimento, tanto ao nível da eletrotecnia como ao nível da mecânica. No entanto, tendo em conta o enquadramento do presente documento, dar-se-á maior relevância à área da eletrotecnia.

Até ao momento foram abordados, por outros elementos da equipa de trabalho, três temas distintos incluídos nesta área. Contudo, com o progresso do projeto novas ideias surgiram, entre as quais, a de desenvolver um sistema para carga de baterias otimizado para o *FEUP VEC*, tornando-o assim num veículo de estrutura PEV ao invés da atual EV. Assim, daqui em diante o presente documento encontra-se centrado neste tema. Na figura seguinte pode-se visualizar uma perspetiva hierárquica do projeto.

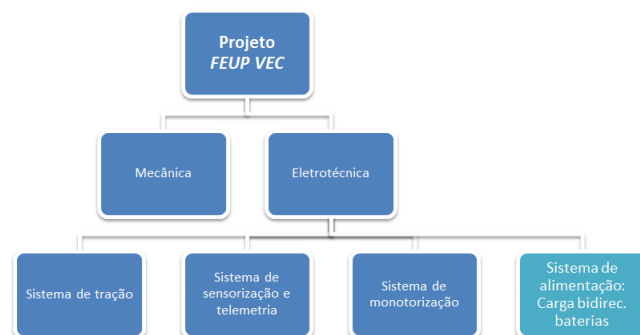


Figura 1.1: Hierarquia do projeto *FEUP VEC*

Especificações técnicas

O projeto *FEUP VEC* partiu de um automóvel convencional com motor de combustão interna, nomeadamente um *Fiat Uno 45S*, tendo a escolha recaído sobre este modelo pelo facto de ainda existirem em grande quantidade no nosso país e também pelo seu preço reduzido. Como foi referido anteriormente, o projeto foi sendo desenvolvido por outros estudantes no âmbito das suas dissertações, tendo-se já finalizado o processo de conversão do veículo para a topologia *Battery Electric Vehicle* (BEV), fig.1.2. No entanto, encontra-se em falta um sistema eficiente de interação com a rede elétrica.



Figura 1.2: *Fiat Uno* com topologia BEV.[4]

O sistema de tração é composto por um motor síncrono de ímanes permanentes com 22kW de potência, sendo este alimentado por 4 *packs* de baterias de Hidreto Metálicos de Níquel (NiMH), instaladas em paralelo, com uma tensão e corrente estabelecidas de 100V e 200Ah nominais, respetivamente, contendo uma energia total de 2000Wh. Existem ainda outros sistemas instalados, entre os quais os de conversão de energia. Na fig.1.3 apresenta-se o diagrama de blocos representativo do sistema completo.

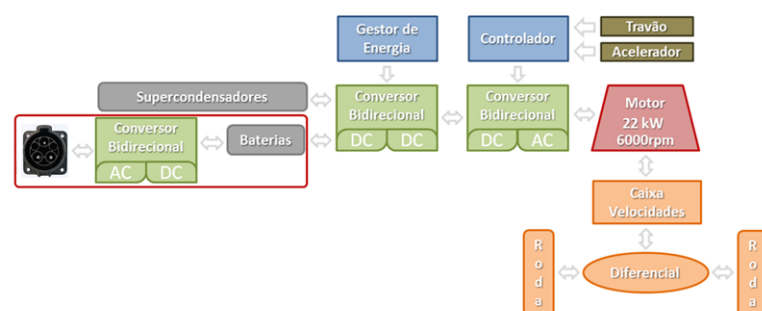


Figura 1.3: Diagrama de blocos representativo do projeto *FEUP VEC*

Nota: Na figura anterior encontram-se realçados pelo retângulo vermelho os blocos correspondentes à secção do projeto *FEUP VEC* que se pretende desenvolver.

1.3 Análise de requisitos

Como é do senso comum, os veículos de competição são o expoente máximo da indústria automóvel, sendo nestes utilizadas as tecnologias mais inovadoras, como é o exemplo da *Fórmula 1*. Como fora referido anteriormente, o projeto em causa será destinado ao *FEUP VEC*, um veículo de competição. Assim, e à semelhança das restantes competições automobilísticas, pretende-se igualmente reunir o melhor de vários mundos, tanto ao nível da performance, da segurança, entre outros.

Falando especificamente do sistema de carga das baterias, será necessário garantir que este seja o mais eficiente possível, não só do lado dos *packs* de baterias mas também para o lado da rede elétrica.

Em matéria de performance, o conversor deverá operar dentro das restrições impostas pela rede e ainda assim ser capaz de fornecer a potência necessária para a devida carga de baterias, de forma rápida e eficiente. O sistema de controlo deverá estar a par do estado atual dos principais fatores condicionantes do sistema, ou seja, oscilações de tensão na rede, nível e estado de carga das baterias, temperatura do sistema/componentes críticos, entre outros.

Todo o sistema de conversão deverá ser idealizado tendo igualmente em conta o seu peso e volume, devendo este ser minimizado.

Ao nível da segurança, devem-se ter em atenção as temperaturas de operação dos diversos componentes constituintes de modo a evitar futuros problemas na degradação dos materiais ou numa situação extrema, autocombustão.

1.4 Objetivos propostos

Neste ponto são apresentados os principais objetivos associados ao presente projeto, servindo igualmente como guia de desenvolvimento do mesmo.

I. Revisão bibliográfica no âmbito dos sistemas de carga bidirecional de veículos elétricos através da tecnologia *Plug-In*, com especial atenção sobre a eletrónica de potência, requisitos da rede e baterias;

II. Simulação e implementação de um sistema bidirecional responsável pelo trânsito controlado de energia entre a rede elétrica *standard* (230V AC/16A) e os *packs* de baterias existente no EV e vice-versa;

III. Avaliação e validação do sistema em diferentes regimes de funcionamento;

IV. Escrita do documento representativo de todo o trabalho elaborado no âmbito desta dissertação.

1.5 Estrutura da dissertação

Tratando-se de um projeto algo extenso, e visto que existem assuntos que devem ser abordados e discutidos com uma sequência lógica, apresenta-se de seguida, de forma discriminada, o conteúdo dos capítulos que se seguem.

No Capítulo 2 apresenta-se a revisão bibliográfica relativa à temática dos EVs. Iniciando-se por uma perspetiva histórica, passado pelas topologias atualmente em voga, fazendo-se uma breve referência às baterias, abordando-se de seguida a matéria relativa à rede elétrica, nomeadamente, características, requisitos e interface, métodos de controlo e técnicas de modulação, finalizando com a apresentação das topologias de conversão mais usuais nos EVs.

De seguida, no Capítulo 3, é escolhida a topologia do sistema de conversão a ser analisada e utilizada. Realiza-se uma descrição pormenorizada deste, incluindo uma perspetiva matemática do seu modo de operação e também a respetiva proposta de controlo de corrente e tensão. Finda com o dimensionamento dos vários elementos passivos pertencentes à estrutura de potência e com a escolha dos semicondutores.

O Capítulo 4 aborda o ambiente de simulação, algo essencial para testar e validar o funcionamento do sistema, tendo-se para tal recorrido aos softwares *Simulink/Matlab* e *PSIM*.

Partindo dos resultados apresentados no capítulo anterior, o Capítulo 5 encontra-se subdividido em dois tópicos distintos, nomeadamente, *Hardware* e *Software*. Tal como o próprio nome nos sugere, no primeiro mostra-se o dimensionamento e implementação dos vários módulos que constituem o protótipo. No segundo caso, dá-se a conhecer a malha de controlo e respetivos blocos auxiliares a serem implementados na plataforma de controlo. A par disso, uma sugestão de interface gráfica é igualmente apresentada.

No Capítulo 6 exibe-se os resultados obtidos a partir dos testes práticos realizados no sistema implementado.

Já no Capítulo 7, são debatidas as principais conclusões do projeto, deixando-se algumas sugestões para desenvolvimento futuro.

O presente documento finaliza com os anexos e as principais referências para o projeto.

Capítulo 2

Estado Arte

Neste capítulo abordam-se as principais áreas associadas ao projeto, estando o foco principal direcionado à integração do EV na rede elétrica e respetivos serviços. Deste modo, inicia-se por uma breve nota histórica relativa aos EVs, seguindo-se a descrição das respetivas topologias com maior destaque nos dias de hoje. Posteriormente, uma breve caracterização das baterias usualmente utilizadas com esta finalidade, dando-se um maior ênfase às baterias de NiMH, visto serem as que se encontram instaladas no *FEUP VEC*. Consecutivamente, apresenta-se e caracteriza-se uma série de conceitos associados à rede elétrica e por fim, uma análise das várias topologias de conversão de potência vulgarmente associadas aos PEVs e PHEVs, entre outros.

2.1 Veículos Elétricos

Definição de veículo elétrico: É um tipo de veículo que utiliza motores elétricos como propulsores. É composto por um sistema primário de energia, uma ou mais máquinas elétricas e um sistema de acionamento e controlo de velocidade ou binário.

Todos os dias somos confrontados com a escalada dos preços dos combustíveis fósseis, dos quais a Humanidade se encontra demasiadamente dependente. Consequentemente a sua escassez é cada vez mais preocupante assim como as exigências impostas no respetivo processo de extração e processamento.

Assim sendo, o transporte de pessoas e mercadorias de forma sustentada, utilizando as vias rodoviárias, comporta um dos maiores desafios num futuro próximo. O aumento exponencial da população mundial, essencialmente nos países economicamente emergentes, vai conduzir a um aumento significativo no número total de veículos rodoviários a circular no mundo inteiro. Assim se percebe a necessidade de encontrar alternativas, energética e ecologicamente viáveis, face ao automóvel convencional.

2.1.1 Perspetiva histórica

Em meados do séc. XIX o planeta vivia o alvoroço da 2ª revolução industrial. Novas ideias, novas tecnologias, novos componentes, surgiam quase diariamente. Desta forma o quotidiano das pessoas foi mudando gradualmente a todos os níveis, entre os quais, ao nível da mobilidade.

Foi pelas mãos de *Michael Faraday* que surgiu em 1821 o primeiro motor elétrico [5], bastando apenas alguns anos até surgirem os primeiros veículos tracionados por este novo tipo de motor, entre os quais, o primeiro automóvel elétrico (1832-1839), fig.2.1, desenvolvido pelo escocês *Robert Anderson*. [6] Até ao final desse século os EVs encontravam-se em crescente expansão, sendo realizada a primeira transação comercial de veículos elétricos em 1897 nos Estados Unidos da América pela companhia *Electric Carriage and Wagon Company*, nomeadamente, uma frota de táxis. [7]

Entretanto os automóveis elétricos banalizaram-se na maior parte das cidades americanas, sendo até mais comuns do que os automóveis a gasolina e ninguém acreditava que poderiam ocorrer mudanças significativas a esse respeito. Um dos mais prestigiados fabricantes de carros elétricos daquela época dizia que “*a eletricidade preenche melhor os requisitos de um sistema de tração do que as máquinas a vapor ou mesmo os motores de explosão*”.

A própria revista *Scientific American* de 1899 dizia que: “*a eletricidade é ideal para veículos pois ela elimina os dispositivos complicados associados aos motores movidos a gasolina, vapor e ar comprimido, evitando o ruído, vibração e calor associados*”.



Figura 2.1: Primeiro automóvel elétrico (1832-1839) [6]

Tal como hoje, as baterias eram utilizadas como fonte de armazenamento energia nos EVs, mas devido à impossibilidade de serem carregadas, à sua baixa capacidade e performance, e também devido ao súbito desenvolvimento dos *Internal Combustion Engine* (ICE), os EVs acabaram por perder a atenção e interesse no mercado.

Um dos responsáveis por essa revolução no mercado automóvel foi *Henry Ford*. O seu modelo de produção em série aliou a rapidez e qualidade de construção e também o baixo custo dos automóveis equipados com ICE. Além do mais, nesta altura apresentavam uma maior velocidade e sobretudo uma maior autonomia comparativamente aos EVs. Com isto, e o facto de ter-se adicionado um mecanismo de arranque automático do ICE, determinou definitivamente o crescimento

exponencial dos automóveis com este tipo de motorização, pois possibilitou um aumento significativo da comodidade dos seus utilizadores. Tudo isto resultou na sentença final para os EVs.

De seguida apresenta-se resumidamente algumas das principais marcas históricas relativas ao surgimento e primeiros passos do automóvel elétrico:

- 1839 – *Robert Anderson*, da Escócia construiu o primeiro veículo elétrico;
- 1870 – *Sir David Salomon* desenvolveu um carro com um pequeno motor elétrico, mas com baterias muito pesadas e que proporcionavam uma baixa autonomia;
- 1890 – 1910: Período de melhoramentos significativos na tecnologia das baterias, especialmente com o desenvolvimento das baterias, de ácido-chumbo por *H. Tudor* e das baterias de níquel-ferro por *Edison* e *Junger*;
- 1899 – A *Pope Manufacturing Company* fundiu-se com duas empresas mais pequenas, dedicadas à produção de carros elétricos, para formar a *Electric Vehicle Company*, tendo posteriormente apresentado dois automóveis híbridos no salão de Paris;
- 1904 – *Henry Ford* superou os desafios impostos pelos carros a gasolina – ruído, vibração e cheiro – e iniciou a linha de montagem de veículos de baixo preço, baixo peso e com motores a gasolina. Com isto, pouco tempo depois a *Electric Vehicle Company* faliu.

À medida que o séc. XXI se ia aproximando, e devido aos diversos problemas provenientes da produção e utilização em massa dos automóveis com ICE, começaram a surgir novos entraves relativamente à sua utilização, nomeadamente, os gases com efeitos de estufa, o facto de utilizarem combustíveis fósseis, entre outros. É então que em meados da década de 70 ocorre uma nova crise energética à escala mundial, afetando todo o setor dos transportes e assim se percebeu que algo teria de ser feito, nomeadamente, a busca de alternativas ao ICE.

Uma série de novas regras são estabelecidas pelas supereconomias mundiais de forma a restringir consumos e emissões.[8] No caso Europeu, os objetivos passa(vam) por impor à indústria automóvel a redução do nível de emissões de CO_2 dos seus veículos para 130g/km até 2012 e até 95g/km para 2020.[9]

Assim surgiu novamente uma oportunidade para o ressurgimento dos EVs. Além de ser uma solução cada vez mais plausível, devido ao constante avanço da tecnologia nesta área, e também pelo elevado preço dos combustíveis, tem-se observado um elevado interesse por parte da indústria automóvel no desenvolvimento de novos automóveis movidos e/ou auxiliados a energia elétrica.

Na última década várias marcas como a *Toyota* e a *Mitsubishi*, já disponibilizaram no mercado veículos totalmente ou parcialmente elétricos, estando muitas outras marcas a seguir a mesma tendência. Na fig.2.2 apresenta-se respetivamente o modelo híbrido atual do *Toyota Prius* [10] e o modelo puramente elétrico da *Mitsubishi*, o *i-Miev*. [11]



Figura 2.2: Toyota Prius [10] e Mitsubishi i-Miev [11], respetivamente

2.1.2 Topologias em voga atualmente

Nas últimas duas décadas tem-se verificado uma grande aposta nos EVs por parte das empresas pertencentes ao ramo automóvel, pelas razões já referidas anteriormente. Várias topologias foram surgindo, podendo estas ser divididas em duas categorias diferentes: *veículos com tração puramente elétrica* e em *veículos com tração parcialmente elétrica*. A cada uma delas estão associadas várias topologias, contudo apresentam-se de seguida as três com maior relevância.

- *Veículos com tração puramente elétrica:*

- *Plug-in Electric Vehicles, PEVs*

Um típico PEV é constituído pelos *packs* de baterias e por um (ou mais motores) elétrico(s), encontrando-se estes ligados por meio de um conjunto de conversores de potência, proporcionando tração ao veículo através de uma transmissão mecânica. Utilizam exclusivamente os *packs* de baterias, sendo estes recarregados a partir da regeneração de energia resultante da travagem do veículo, e por carregamento a partir da rede elétrica através de uma interface *plug-in*. Observar a fig.2.3.

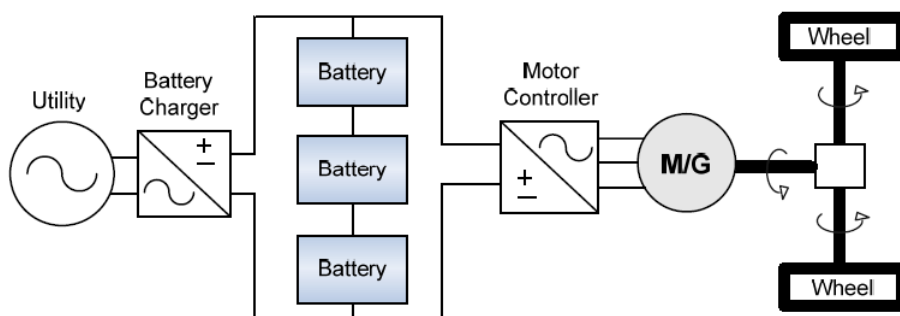


Figura 2.3: Topologia típica de um PEV. [1]

A vantagem principal desta topologia prende-se pelo seu design simples e por requerer um número diminuto de componentes. Por outro lado, a principal desvantagem consiste na baixa autonomia do veículo, resultante das limitações impostas pelo tamanho das baterias

e pelo tempo de carga, que pode ser de 15m a 8h, consoante o tipo de bateria e o método de carga utilizado.[1] O facto de ainda não existirem muitas infraestruturas que permitam recarregar ou trocar as baterias também é vista com uma desvantagem associada a esta topologia.

- *Veículos com tração parcialmente elétrica:*

- *Hybrid Electric Vehicles, HEVs*

Muitos construtores apostam neste tipo de topologia, pois combinam duas fontes de energia distintas. Este conceito não é totalmente novo visto que já nos finais do séc.XIX existiam estudos/esquemáticos que propunham esta solução. No entanto, na época não existia conhecimento/desenvolvimento suficiente tanto ao nível dos ICE como ao nível dos controladores dos motores elétricos, de modo a ser possível realizar a devida carga das baterias. Entretanto, com o desenvolvimento da eletrónica de potência e os avanços significativos em matéria de ICEs, permitiu portar esta ideia até aos dias de hoje.

De forma geral, um HEV é constituído pelos *packs* de baterias, o controlador do motor/gerador, o motor de combustão interna, e por toda uma linha de transmissão. Neste caso as baterias são recarregadas a partir do ICE/gerador.[1] Observe-se a fig.2.4.

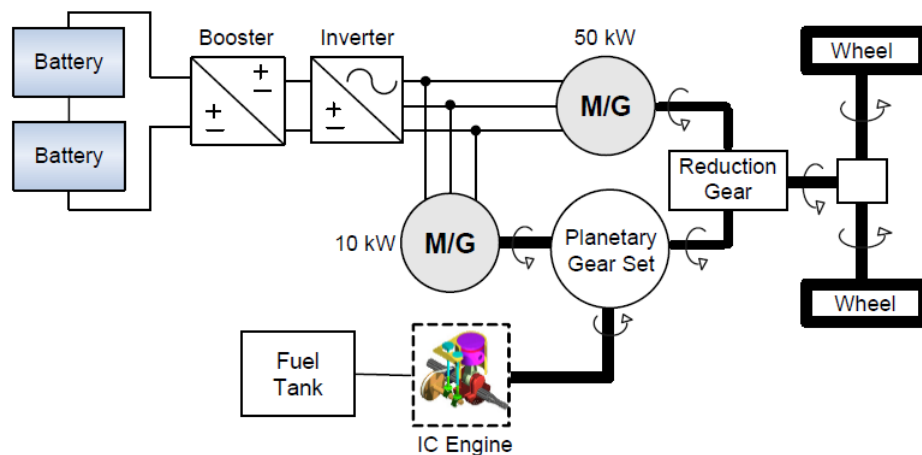


Figura 2.4: Topologia típica de um HEV. [1]

Na fig.2.5 apresenta-se a topologia evolutiva da topologia anterior, nomeadamente o PHEV. Esta integra um sistema que permite realizar a carga das baterias a partir da rede elétrica, podendo-se assim, por exemplo, efetuar a respetiva carga em horas de não utilização, o que evita a utilização do ICE para a referida carga das baterias, logo, menos emissões. Por norma esta topologia apresenta *packs* de baterias de maior dimensão. Uma desvantagem associada às duas últimas topologias apresentadas consiste no seu elevado preço, devido à necessidade de vários motores, de toda a eletrónica de potência associada e dos próprios *packs* de baterias.[1]

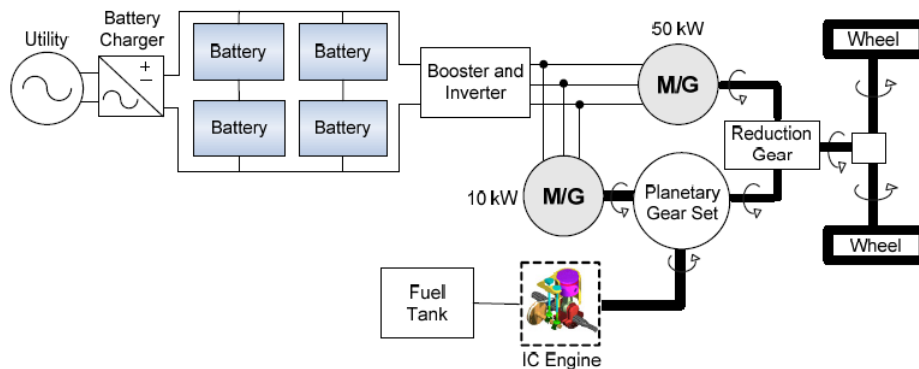


Figura 2.5: Topologia típica de um PHEV. [1]

- Fuel Cell Vehicles, FCVs

Os FCVs utilizam um tanque de hidrogénio pressurizado *on-board*. O hidrogénio juntamente com o ar alimentam uma membrana de permuta de protões de modo a produzir corrente DC, podendo esta ser armazenada em baterias e/ou em supercondensadores ou utilizada diretamente na alimentação do motor elétrico. Esta topologia é muito semelhante à do PEV visto ser igualmente composta por um motor/generador elétrico que fornece potência mecânica para tração do veículo.

Também neste caso é possível aproveitar a energia proveniente da travagem regenerativa, armazenando-a nas referidas baterias e/ou supercondensadores. Posteriormente pode ser utilizada como “*peak power*” aquando de uma aceleração do veículo.[1]

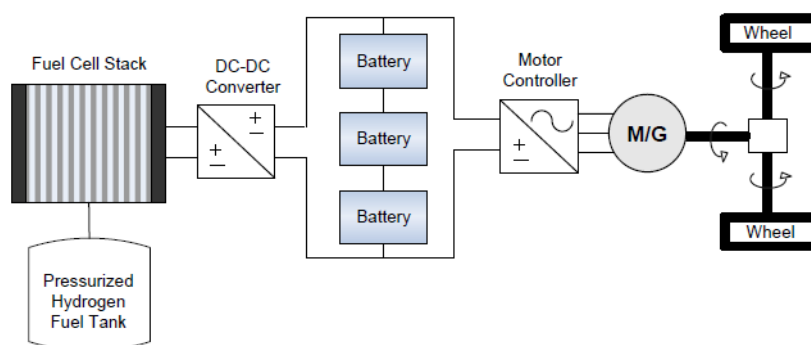


Figura 2.6: Topologia típica de um FCV. [1]

A topologia dos *Plug-in Fuel Cell Vehicles* (PFCV) é constituída pelos *packs* de baterias e pela célula de combustível que se encontra ligada ao motor elétrico, originando igualmente a tração do veículo. As baterias podem ser recarregadas a partir da própria célula de combustível ou a partir da rede elétrica.[1]

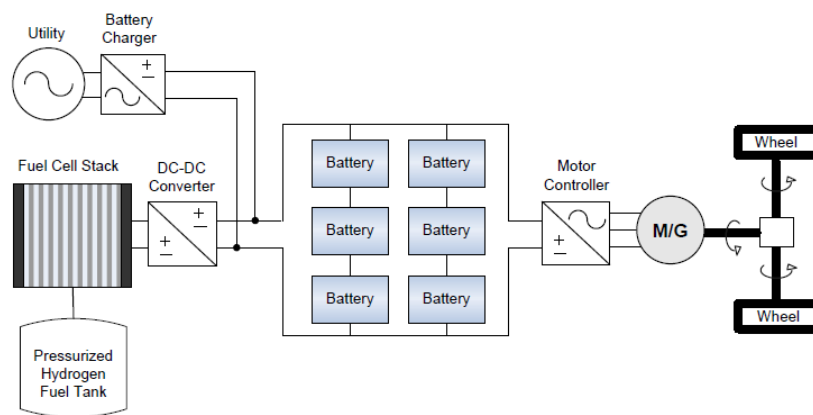


Figura 2.7: Topologia típica de um PFCV. [1]

Note-se que não existe, em nenhuma destas duas topologias, emissão de poluentes para a atmosfera, já que o resultado da reação química que se realiza nas células de combustível é água. Infelizmente, a produção de hidrogénio, a partir da eletrólise da água, continua a ser um processo muito dispendioso e que requer muita energia. Como tal esta solução ainda não é totalmente viável.

Por fim, apresenta-se na tabela seguinte um resumo das principais características das 3 principais categorias anteriormente apresentadas. [12]

Tipo de VE	PEV	HEV/PHEV	FCV/PFCV
Tipo de tração	Motor elétrico	Motor elétrico	Motor elétrico
		ICE	
Armazenamento de energia	Baterias	Baterias	Células de combustível
	Supercondensadores	Supercondensadores	Necessidade de baterias/supercondensadores para impulsionar o veículo no arranque
		A partir do ICE	
Fonte de energia e infraestrutura	Instalação de carregamento pela rede	Estações de serviço	Hidrogénio e respetiva infraestrutura de produção
		Instalação de carregamento pela rede (no caso dos Plug-In)	
Caraterísticas	Sem emissões poluentes	Estações de serviço	Sem emissões ou muito reduzidas
	Custo inicial elevado	Poupança elevada de combustíveis de origem fóssil (comparativamente com os veículos ICE)	Alta eficiência energética
	Pouca autonomia	Longa autonomia	Autonomia satisfatória
	Custo inicial elevado	Custo inicial elevado	Custo inicial elevado
	Disponível comercialmente	Disponível comercialmente	Ainda em desenvolvimento
Desvantagens	Baterias e respetiva gestão	Controlo, otimização e gestão das múltiplas fontes de energia	Custo das células de combustível e respetivos ciclos de vida
	Instalações de recarga	Dimensionamento e gestão das baterias	Segurança
	Custo		Infraestrutura do hidrogénio

Tabela 2.1: Caraterísticas das principais topologias dos EVs, [12]

2.2 Baterias

Como é do senso comum, as baterias são dos componentes com maior relevância num EV, e apesar do estudo destas não ser um requisito deste projeto, apresenta-se neste tópico uma síntese do mundo das baterias por norma associadas aos EVs, com especial ênfase sobre as baterias de NiMH, visto serem o tipo de baterias que equipam o *FEUP VEC* atualmente.

2.2.1 Características gerais

A bateria pode ser vista, de uma forma simplista, como um dispositivo que converte energia química em energia elétrica, por meio de uma reação eletroquímica de oxidação-redução, sendo também possível o processo inverso. Na figura seguinte pode-se observar uma representação geral do seu modo operação, nomeadamente o movimento de eletrões.[13]

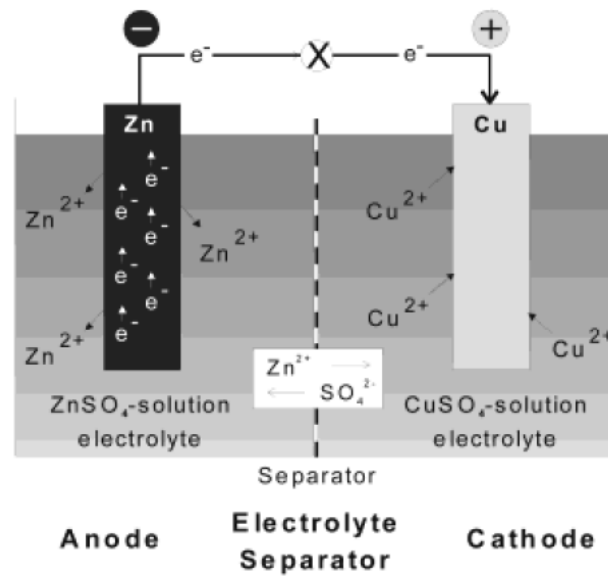


Figura 2.8: Representação e modo de operação de uma bateria. [13]

De modo a definir a carga nominal da bateria utiliza-se a notação Ampère-hora (Ah), que corresponde à quantidade de corrente que a bateria pode fornecer num período de 1 hora. Visto que este parâmetro é diretamente proporcional à energia armazenada na bateria, tem-se que quanto maior for a taxa de Ah, maior será o seu tempo de descarga.[14]

Uma bateria considera-se descarregada assim que o valor da tensão aos seus terminais for inferior à tensão de *Cut-Off*, tal como se pode observar na fig.2.9.[14]

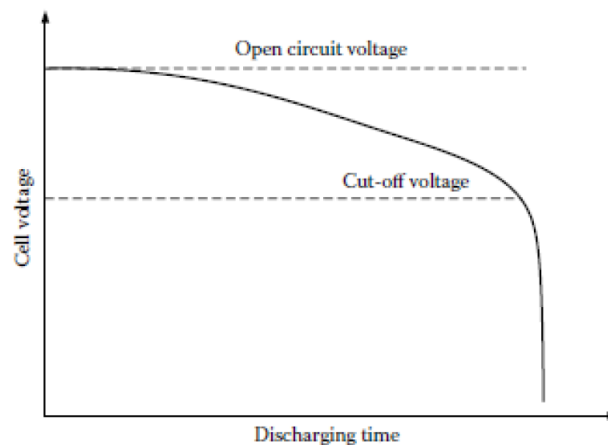


Figura 2.9: Curva caraterística da descarga de uma bateria. [14]

Posto isto, e tendo em conta a sua aplicação nos EVs, quanto maior a tensão requerida nas baterias, maior é a sua eficiência dinâmica, no entanto isso implica um aumento proporcional do número de baterias e consequente aumento de peso, requerendo assim uma maior potência ao veículo. Note-se que consoante o número de células que se colocam em série ou em paralelo, define-se o nível de tensão e de corrente, respetivamente.

Um outro fator relevante para as baterias é a variação térmica, já que são muito sensíveis a este fator, podendo no entanto essa variação ter um efeito positivo ou negativo, consoante a variação referida.[15]

Por fim, ao nível da modelação das baterias, existem três categorias distintas que permitem simular o seu modo de funcionamento por meio de modelos, nomeadamente:

- Modelos eletroquímicos;
- Modelos matemáticos;
- Modelos elétricos.

Sem entrar em grandes detalhes, a primeira categoria vislumbra os aspetos físicos e caracteriza a forma como é realizado o fornecimento de energia. A segunda categoria, mais abstrata, visa prever o comportamento do sistema a partir de um conjunto de equações empíricas. Por último, a terceira categoria utiliza resistências, condensadores e fontes de tensão como meio de representação do funcionamento das baterias. [16], [17]

Relativamente aos modelos elétricos, de seguida apresentam-se alguns dos mais usuais.

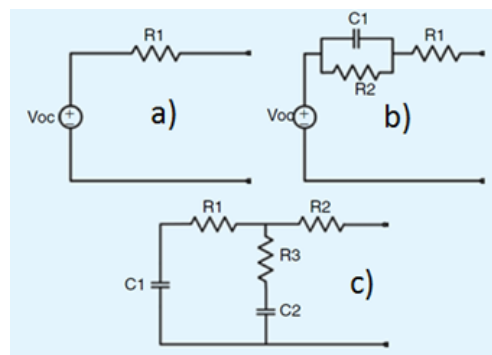


Figura 2.10: Modelos elétricos da bateria: a)Linear, b)*Thevenin*, c)Condensador. [18]

Como se pôde observar na figura anterior, o modelo a) consiste num modelo simples e linear, encontrando-se dependente do valor do *State of Charge* (SoC) e igualmente da temperatura. O modelo b) denomina-se por modelo de *Thevenin* e tem por objetivo fazer uma divisão da magnitude da corrente por meio da modelação da sobretensão da bateria. Por último, em c), apresenta-se o modelo de condensador no qual a bateria é aproximada a um condensador de elevada capacidade.[18]

2.2.2 Critérios de seleção

De modo a escolher devidamente o tipo e as propriedades de uma bateria é necessário ter em conta uma série de critérios, enunciando-se de seguida os principais:

- Ciclos de Funcionamento;
- Tempo de carga e descarga;
- Longevidade;
- Energia específica (kWh/kg);
- Densidade específica (kWh/dm³);
- Potência específica (kWh/kg);
- Densidade de potência (kWh/dm³);
- Nível de manutenção;
- Nível de segurança;
- Impacto ambiental;
- Custo.

2.2.3 Tipos de baterias

Desde o aparecimento da primeira bateria, por volta do ano 1800, pelas mãos de *Alessandro Volta* [19], devido ao constante desenvolvimento tecnológico, as baterias foram sofrendo avanços significativos tanto ao nível das suas propriedades (potência, durabilidade, segurança, entre outros). Desde cedo foram empregues nas mais variadas aplicações, uma das quais, nos EVs. Vários tipos de baterias foram/são utilizadas como fonte de energia para tração automóvel, no entanto nos dias correntes destacam-se apenas as seguintes.[20]

- Pb-acid - Ácido-Chumbo;
- NiCd – Níquel-cadmio;
- **NiMH – Hidretos metálicos de Níquel;**
- Li-on – Iões de Lítio.

Tal como foi referido anteriormente, dar-se-á maior ênfase às baterias de NiMH.

Este tipo de bateria caracteriza-se pela sua capacidade de fornecer grandes quantidades de potência, pela sua elevada autonomia e pelo facto de poderem ser carregadas rapidamente. Só por aqui já se pode concluir que são uma ótima opção de armazenamento de energia para os EVs.[21]

De forma condensada, os respectivos pontos a favor e contra são:

- *A favor:*
 - Boa densidade energética;
 - Elevado número de ciclo de vida;
 - Reciclável;
 - Materiais não tóxicos;
 - Permite carga rápida;
 - Elevado nível de segurança na sua utilização.
- *Contra:*
 - A temperatura apresenta grande influência sobre os ciclos de vida;
 - Médio risco de sobre aquecimento;
 - Preço elevado.

2.2.4 Técnicas de carga de baterias

A carga de baterias é sempre um processo crítico pois caso não seja realizado devidamente pode colocar em causa a sua vida útil ou até mesmo torna-la inutilizável.

Existem vários modos de realizar essa carga, uns mais lentos e consequente mais simples, outros bem mais rápidos mas também mais complexos. Note-se que um aumento da corrente aplicada implica também um aumento da temperatura, podendo levar ao sobreaquecimento das baterias, danificando-as.

As baterias NiMH são carregadas a uma corrente constante de valor igual ou superior a 1C, permitindo assim que a sua carga seja feita com alguma rapidez.[22]

Existem 6 modos de carga distintos, diferenciados pelo valor da corrente de carga, sendo no entanto possível combina-los. De seguida apresenta-se os ditos modos.[22]

- *Modo Low-rate charging:* Apresenta uma taxa de carga que ronda os 0.1C, sendo a carga terminada após o sinal de um *timer*. Este modo pode levar até 16h a fazer a carga total de uma bateria e é normalmente utilizado como sistema de carga noturno. Caracteriza-se pelo seu baixo nível de complexidade, no que diz respeito ao algoritmo utilizado;
- *Modo Quick charging:* Apresenta uma taxa de carga de 0.3C e depende igualmente de um *timer* para finalizar a carga. Permite realizar a carga completa da bateria em aproximadamente 5h, quando aplicada uma carga correspondente entre 120% a 150% à suportada pela bateria;
- *Modo Fast charging:* Apresenta uma taxa de carga igual ou superior a 1C, permitindo que a carga da bateria seja realizada em cerca de uma hora. No entanto o tempo de carga encontra-se dependente do valor anterior do SoC e também da percentagem de “sobrecarga” utilizada. Neste caso torna-se essencial incluir um sistema de monitorização da temperatura da bateria;

- *Modo Top-off ou Equalization charging*: Apresenta uma taxa de carregamento equivalente a $0.1C$, sendo este modo diretamente aplicado após o modo *Fast charging*. É muito usual no carregamento das baterias de NiMH e visa efetuar a carga destas a 100%, visto que esse valor não é atingido utilizando apenas o modo *Fast charging*;
- *Modo Trickle ou Maintenance charging*: Apresenta uma taxa de carga que varia entre os $0.03C$ e os $0.05C$, sendo este método utilizado com a finalidade de contrariar o efeito natural de auto-descarga da bateria, mantendo assim o valor de carga nos 100%. À semelhança do modo anterior, também este é aplicado após o modo *Fast charging* e caracteriza-se por não possuir um tempo limite de carga;
- *Modo Reflex ou 'burp' charging*: Consiste num modo muito pouco utilizado, visto que recorre a impulsos de corrente seguido de períodos sem qualquer corrente aplicada. Os autores deste modo reclamam que este método permite diminuir a pressão do gás interno e a temperatura da bateria, no entanto ainda não existe um suporte científico que comprove tal facto.

2.3 A Rede Elétrica

Os primeiros estudos relativos ao impacto dos EVs na rede elétrica surgiram ao longo da década de 80. Desde cedo se verificou que seria necessário administrar a interação destes com a rede de modo a evitar picos de carga indesejados. Assim, um conceito de carga inteligente foi proposto com vista a otimizar o processo interativo da rede com os veículos.[23]

Entre normas, requisitos, modos de carga, passando pelos vários sistemas de conversão de potência, seus constituintes e entre outros, este tópico visa mostrar os pontos mais relevantes relativos à interação do EV com a rede elétrica.

2.3.1 Modos de ligação e de carregamento de um EV

O processo de carga de um EV pode ser feito por meio de um carregador *off-board* ou *on-board*, existindo quatro modos de carga distintos associados, [24], nomeadamente:

- *Modo 1*: Os *packs* de baterias pertencentes ao EV são carregados por meio de uma ligação com tomada *standard*, podendo esta ser monofásica (16A /230V) ou trifásica (380V), sendo ainda requerida uma ligação à terra como meio de proteção;
- *Modo 2*: Semelhante ao modo de carregamento anterior, mas neste caso a versão monofásica encontra-se limitada a 36A/230V, mantendo-se o mesmo valor para a versão trifásica. No entanto este modo requer ainda um sistema denominado de *Control Pilot Function* que, tal como o nome sugere, pretende fornecer certas funções de controlo ao sistema. Por fim, um mecanismo de deteção de corrente residual deverá também ser utilizado de modo a garantir uma proteção das pessoas, caso o sistema apresente alguma anomalia;

- *Modo 3*: Carregamento efetuado a partir de uma central de carregamento dedicada para o efeito, mas com as mesmas propriedades do modo de carga 2;
- *Modo 4*: Neste modo, utiliza-se o mesmo tipo de central de carregamento referida no ponto anterior apresentando, além das referidas propriedades, um conversor AC/DC que permite a carga rápida das baterias.

2.3.2 Estratégias

Apresentados os modos de ligação e os modos de carga, chegou agora a altura de fazer referência às várias estratégias de carregamento usualmente utilizadas nos EVs. Segundo [25], a carga das baterias pode ser realizada de uma forma rápida ou lenta. No caso da carga rápida, apesar do tempo de carga ser menor, não possibilita realizar o controlo da taxa de carga de uma forma otimizada. Por outro lado, no modo de carga lenta, isso já se torna possível por meio de processos passivos ou ativos, exibidos de seguida.[25]

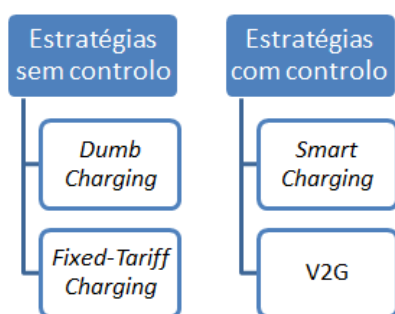


Figura 2.11: Estratégias de controlo da carga de baterias. [25]

De seguida, apresentam-se de forma generalizada as características de cada uma das quatro estratégias apresentadas.

- *Sem controlo*:

O *Dumb Charging* consiste num controlo em que o EV pode operar sem qualquer tipo de restrição, sendo visto pela rede como uma carga qualquer. Com isto o utilizador do EV tem a possibilidade de fazer a carga quando muito bem entender, sendo a carga iniciada automaticamente assim que o EV é ligado à rede, por *plug-in*, e terminada assim que a bateria se encontra totalmente carregada ou quando o utilizador do EV assim o entender. Neste caso, a tarifa aplicada ao consumo de eletricidade é invariante ao longo do dia.[25]

À semelhança da estratégia anterior, também na opção *Fixed-Tariff Charging* o utilizador tem a possibilidade de efetuar a carga do EV sempre que o desejar, no entanto a tarifa aplicada sobre o consumo de eletricidade diverge ao longo do dia. Ou seja, existem períodos do dia em que o consumo de energia se torna mais económico e como tal o utilizador é encorajado a realizar as referidas cargas. Por norma correspondem a períodos de vazio, como por exemplo durante a noite.[25]

- *Com controlo:*

Em matéria de estratégias controladas, o *Smart Charging* possibilita uma gestão ativa da carga, por parte de uma entidade competente que agrupa os diversos EVs, de acordo com os requisitos dos seus utilizadores e disponibilidade da rede, e a par disso explora oportunidades de negócios nos mercados de eletricidade. Para que este serviço seja realizado com sucesso é necessário que a cada período fixo (aproximadamente 15min) o *SoC* seja atualizado na respetiva base de dados, garantindo-se que a carga das baterias é efetuada de acordo com os requisitos do utilizador do EV.[25]

Por fim, a estratégia *V2G* consiste numa extensão da estratégia anteriormente apresentada, no entanto nesta opção a entidade reguladora é também responsável pelo processo de injeção de potência na rede. Do ponto de vista desta, este método revela ser o mais interessante pois rentabiliza todas as capacidades do EV. Contudo intensifica a degradação das baterias devido ao processo agressivo que é o *V2G*. [25]

2.3.3 Normas e requisitos

A generalização dos veículos elétricos comporta riscos para a rede elétrica, nomeadamente, a presença de cargas não lineares implica que grandes quantidades de harmónicos sejam gerados durante o processo de carga dos EV, podendo provocar o sobreaquecimento dos vários equipamentos elétricos ou até mesmo, numa fase mais avançada do problema, causar falhas de energia em grande escala. Deste modo, torna-se essencial proteger a rede devidamente, de forma a evitar ou pelo menos a atenuar este tipo de problemas.[26]

Assim sendo, a ligação do EV à rede elétrica deverá respeitar uma série de normas e apresentar os requisitos mínimos para que a sua interação com a rede não seja origem de perturbações.

Assim, apresenta-se de forma resumida as respetivas normas e requisitos para os modos de operação *G2V* e *V2G*, respetivamente.

- *G2V (Segundo a norma internacional IEC 61851), [27]:*

- Os valores da tensão e de frequência não devem sofrer desvios de $\pm 10\%$ e $\pm 1\%$, respetivamente, considerando por base o valor *standard* da tensão (norma IEC 60038) e os valores típicos de frequência, 50Hz ou 60Hz;

Proteção contra sobrecorrentes e sobretensões segundo as normas IEC 60364-4-43 e 60364-4-443;

- Imunidade eletromagnética, segundo a norma IEC 61000-4-2;
- Imunidade a perturbações de baixa e alta frequência;
- Imunidade a harmónicos de tensão, segundo a norma IEC 61000-2-2, a picos de tensão, segundo a norma IEC 61000-4-5 e a quedas de tensão, segundo a norma IEC 61000-4-11;
- Imunidade a picos de corrente transitórios, segundo a norma IEC 61000-2-2;

- Imunidade a perturbações de radiação eletromagnética, segundo a norma IEC 61000-4-3;
 - As baixas frequências devem ser conduzidas, segundo a norma IEC 61000-3-2;
 - As altas frequências e a radiação eletromagnética, segundo a norma CISPR 22 e CISPR 16.
- *V2G (Segundo a norma internacional IEEE 1547), [28]:*
 - Evitar desvios de tensão na rede segundo os limites em ANSI C84.1-1995, Range A;
Não interferir com a terra da rede e respetivos aparelhos de medição de falhas;
 - Aplicação de um sistema de corte e isolamento do sistema elétrico de potência da rede;
 - Imunidade a perturbações eletromagnéticas, segundo a norma IEEE Std C37.90.2-1995;
 - Imunidade a picos de corrente e tensão, segundo IEEE C62.41.2-2002 e/ou IEEE Std C37.90.1-2002;
 - Suporte de sobretensões de 220% relativas à tensão *standard* da rede;
 - Respeitar valores máximos de injeção de harmónicos na rede, segundo;
 - Evitar injeção de corrente DC com valores superiores a 0.5%, relativos à máxima corrente de saída.

2.3.4 Métodos de regulação

Quando um EV se torna um elemento ativo da rede elétrica, pode contribuir para a respetiva regulação da tensão e da frequência. Estes serviços podem variar consoante o tipo de rede, e podem ser divididos em duas subcategorias.[25] Observar a fig.2.12.

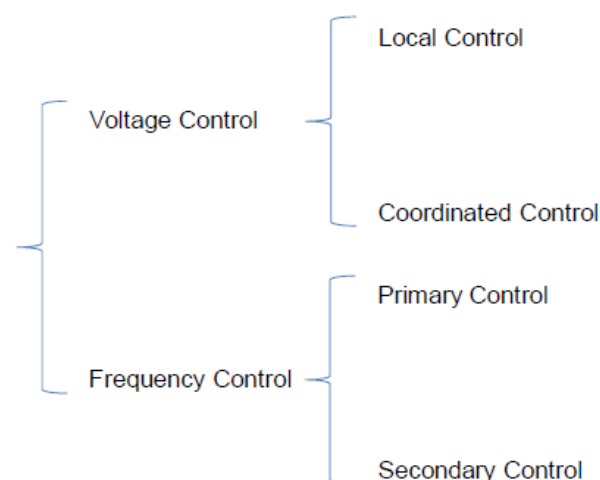


Figura 2.12: Métodos de controlo de tensão e frequência. [25]

- *Controlo de tensão:*

Como é de senso comum, quando um EV é ligado à rede para realizar a carga das respetivas baterias, implica um aumento de potência naquele ponto da linha distribuidora, sendo certo que ocorrerá uma queda de tensão. Partindo da figura anterior, pode-se observar que existem dois tipos principais de controlo. No entanto, apenas o *Local Control* se encontra diretamente relacionado com a temática desta dissertação.

- *Local Control:*

Consiste num método simples e de resposta rápida, sendo a sua ação baseada no “*Droop Control*”, por outras palavras, quando ocorre um desvio de tensão significativo o controlador redefine os valores nominais da potência ativa. No entanto, este método pode forçar a operação do EV abaixo da sua taxa de potência admissível, consoante a condição da rede em causa. Além disso, para elevados desvios de tensão, é necessária a intervenção de um sistema “supervisor” (*coordinated control*) que tem como objetivo corrigir a atividade dos controladores locais.[25]

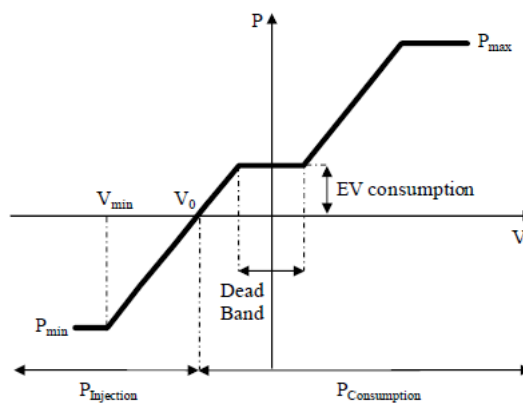


Figura 2.13: Controlador de tensão. [25]

A figura anterior apresenta a relação proporcional entre a potência e tensão da rede. Quando o valor da tensão é inferior a V_0 , o EV inicia o processo de injeção de energia na rede, estando nesse caso o valor da potência limitado inferiormente a P_{min} . Por outro lado, acima de V_0 , o EV realiza consumo de energia, sendo desta vez a potência consumida limitada superiormente a P_{max} . Verifica-se ainda a existência de uma *Dead Band*, que consiste na gama de valores de tensão associados ao consumo natural do EV.[25]

- *Controlo de frequência*

Na fig.2.12 verifica-se que existem duas subcategorias associadas ao controlo de frequência pelo EV, o *Primary Control* e *Secondary Control*. O primeiro caso por norma encontra-se associado a sistemas relativamente mais frágeis e/ou de menor complexidade, o segundo caso aplica-se a sistemas de maior dimensão.[25] À semelhança do controlo de tensão, também aqui se considerará apenas a primeira subcategoria pelas razões já apresentadas.

- *Primary Control*:

A participação do EV no controlo de frequência requer a adoção de uma interface de controlo eletrónico. Uma vez que a frequência se traduz numa indicação instantânea do balanço de potência, esta deve ser utilizada para adaptar a potência ativa durante a carga ou descarga das baterias do EV. Na figura seguinte pode-se visualizar um possível controlo de frequência que pode ser utilizado como regulador do *set-point* de potência de um EV. Para tal é requerida uma rede inteligente que possibilite a variação local de frequência.[25]

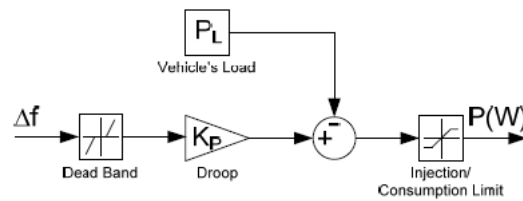


Figura 2.14: Malha de controlo de potência ativa para um EV. [25]

A frequência apresenta uma relação proporcional com a potência. Posto isto, e sob o conceito de V2G, os *packs* de baterias existentes no EV pode não só consumir potência ativa da rede mas também injetar. Segundo a fig.2.15, para desvios para além da *Dead Band*, as baterias do EV respondem de acordo com o gráfico apresentado. Se a frequência sofrer um desvio negativo, primeiramente irá reduzir o seu consumo de potência ativa e caso esse desvio prosseguir negativamente, inicia o processo de injeção de potência ativa na rede. Por outro lado, para um desvio positivo, as baterias aumentam o consumo de potência ativa.

Note-se que a *Dead Band* consiste num intervalo no qual o EV não responde à variação da frequência, com vista a aumentar a longevidade das baterias, entre outros.[25]

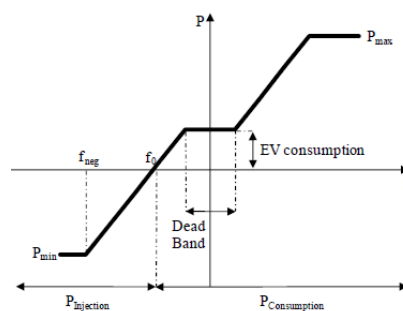


Figura 2.15: Controlador de frequência. [25]

2.4 Estrutura de Potência

Devido a todos os problemas associados ao consumo de combustíveis fósseis, os EVs consistem numa possível alternativa. Por esta e outras razões, em todo mundo centenas de pessoas dedicam o seu tempo em busca de uma qualquer inovação que os permitam tornar mais fiáveis.

Um dos pontos com maior relevância na novela dos EVs são os sistemas de carga de baterias, ou mais especificamente, o sistema de conversão de energia. Trata-se de um sistema crítico pois a ele encontram-se diretamente relacionados o tempo de vida, a capacidade de carga e a performance dos *packs* de baterias de cada veículo. No entanto cada vez mais as preocupações se viram para a rede elétrica, isto porque, com a ligação simultânea de vários EVs poderá levar à sua sobrecarga e consequente instabilidade e/ou défice de qualidade.[29]

Assim sendo, pode-se concluir que a construção de um sistema de carga eficiente será benéfica nos dois sentidos.

2.4.1 Conversores associados a sistemas de carga bidirecional

Ao longo dos últimos anos a aposta dos ainda poucos construtores nos EVs tem-se direcionado para os veículos que permitam não só “comprar” energia, mas também “vendê-la”. Por outras palavras, recorrendo à tecnologia *Plug-In*, com um sistema de conversão bidirecional instalado, os veículos encontram-se habilitados para realizarem a normal carga dos seus *packs* de baterias a partir da rede elétrica (G2V), mas também retornar energia para a mesma em horas em que se verifique um consumo mais elevado e/ou em horas que a utilização do veículo não seja necessária (V2G). Focando especificamente no sistema de conversão, segundo [30], a interface bidirecional entre a rede e o veículo deverá ser responsável pela devida carga, com o mínimo valor de harmónicos de corrente, e a par disso ser capaz de devolver energia à rede de acordo com os valores/regras impostas por esta.

Quando a procura de energia elétrica é elevada e as centrais-base de produção não apresentam capacidade para responder, torna-se necessário ativar centrais de reserva, normalmente mais pequenas e de carácter renovável, para colmatar esse excesso de procura. Por outro lado, quando a procura é inferior à capacidade de produção das ditas centrais-base, a energia em excesso não é utilizada para consumo acabando por ser vendida em outros mercados energéticos.

É neste ponto que os PEVs podem fazer a diferença já que, tal como foi referido, têm a possibilidade de fornecer/consumir energia consoante o estado atual da rede, evitando-se assim a (des)ativação desnecessária das centrais energéticas.

Falando-se agora especificamente dos carregadores bidirecionais, consoante o modo de funcionamento em que operam, devem:

- *Modo carga de baterias:* Consumir uma corrente sinusoidal limpa e em fase com a rede de modo a evitar harmónicos de corrente e garantindo um fator de potência (FP) unitário;
- *Modo descarga de baterias:* Fornecer uma corrente o mais sinusoidal possível e em fase com a tensão.

No mercado existem várias soluções que realizam estas tarefas, no entanto apresentam a mesma arquitetura geral, dependendo de se tratar de uma topologia monofásica ou trifásica como se poderá ver de seguida.[30]

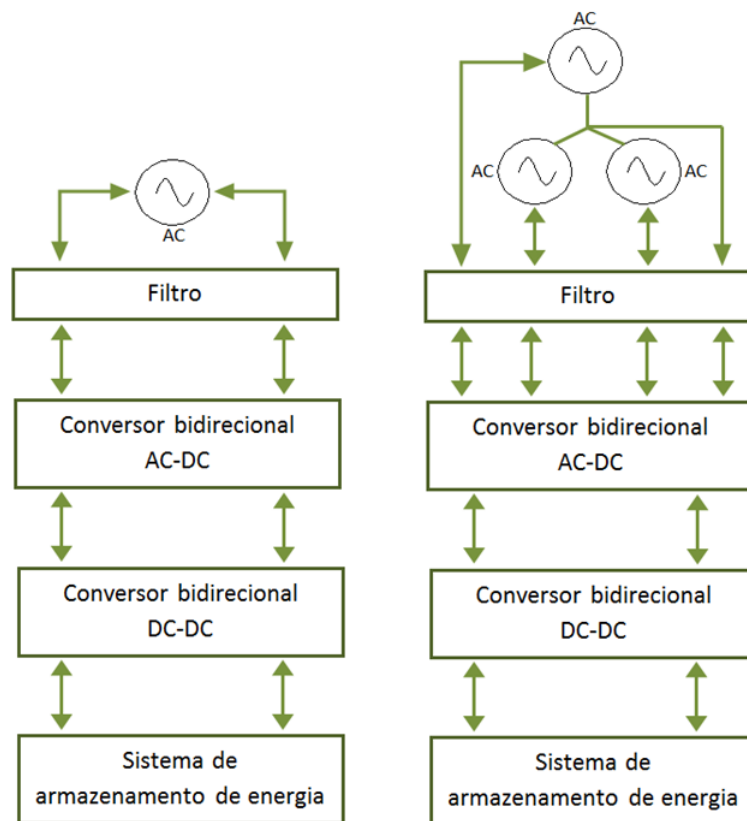


Figura 2.16: Topologia geral monofásica (esq.) e trifásica (dir.) de um sistema de carga bidirecional. [30]

Partindo da figura anterior, considerando o modo de carga de baterias, verifica-se que a corrente AC passa primeiramente por um filtro, com o objetivo de remover componentes de frequência indesejadas, sendo posteriormente retificada em corrente DC pelo bloco conversor bidirecional AC-DC. Visto que a tensão à saída do referido conversor pode não coincidir com a tensão utilizada pelos *packs* de baterias, recorre-se a um conversor bidirecional DC-DC para assegurar a igualdade desse valor.

No modo de descarga, o processo é precisamente o inverso. Note-se que a descrição realizada é válida tanto para a topologia monofásica como para a topologia trifásica.

Como se pôde observar, os sistemas de carga bidirecional são normalmente compostos por dois tipos de conversores distintos, os AC-DC e DC-DC, sendo assim possível uma série de combinações. Visto que isso é um aspeto fundamental para o desenvolvimento desta dissertação, de seguida apresentam-se os vários tipos de conversores AC-DC usualmente utilizados e posteriormente os conversores DC-DC.[30]

Conversores bidirecionais AC-DC

- *Half-Bridge PWM*

Na fig.2.17 apresenta-se a versão monofásica do conversor *Half-Bridge Pulse With Modulation (PWM)*.

Quando o modo de carga se encontra ativo, os *switches* encontram-se abertos e funcionando como díodos. Assim, quando a tensão da fonte AC é positiva os díodos internos dos *switches* T_1 e T_2 encontram-se *ON* e *OFF* respetivamente, ligando assim o condensador C_1 à referida fonte. Por outro lado, quando a tensão é negativa, T_1 e T_2 encontram-se *OFF* e *ON* respetivamente, ligando desta vez o condensador C_2 à fonte. A tensão DC resultante corresponde sensivelmente à tensão de pico-a-pico da fonte AC.

Já no modo de descarga, os *switches* T_1 e T_2 abrem ou fecham consoante o sinal *PWM* aplicado nas respetivas *Gates*, sendo necessário garantir que estes nunca sejam fechados simultaneamente.

Considerando C_1 e C_2 de mesmo valor, T_1 e T_2 podem ser comutados de modo a obter-se $V_{DC} - \frac{DC}{2}$ ou $\sim V_{DC} - \frac{DC}{2}$ ao longo de R_1 , L_1 e a fonte AC. Por outras palavras, o controlador do conversor é responsável por gerar os devidos sinais *PWM*, responsáveis por comutar os *switches* as vezes que forem necessárias para se obter uma tensão o mais sinusoidal possível aos terminais da fonte AC.[30]

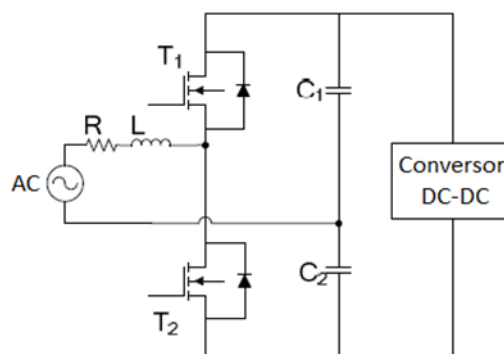


Figura 2.17: Conversor *Half-Bridge PWM*: Monofásico. [30]

Na fig.2.18 apresenta-se a versão trifásica do conversor *Half-Bridge PWM*, com um princípio de operação muito semelhante ao anteriormente apresentado.

Neste caso, durante o modo de carga, as fontes AC carregam C_1 , enquanto a tensão é positiva, e carregam C_2 assim que a tensão tomar valores negativos. Com isto, a tensão resultante do conversor DC-DC é aproximadamente o valor da tensão de pico-a-pico de uma das fontes AC, diferenciando-se da versão monofásica devido ao facto de as baterias receberem uma maior quantidade de corrente (devido à existência de três fases), permitindo assim uma carga bem mais rápida dos *packs* de baterias, teoricamente, três vezes mais rápido que a versão monofásica.

Relativamente ao modo de descarga, o conversor AC-DC comporta-se como três circuitos monofásicos independentes que trabalham em simultâneo. Os comutadores operam aos pares (T_1 e T_4 , T_2 e T_5 , T_3 e T_6), fornecendo $V_{DC} - \frac{DC}{2}$ ou $\sim V_{DC} - \frac{DC}{2}$ ao respectivos circuitos RL + fonte AC.

Também neste caso, o formato da tensão nas fontes AC tende a ser sinusoidal (desejável), estando os controlos PWM responsáveis por essa tarefa, nomeadamente, devem gerir cada uma das tensões que cruzam os referidos conjuntos RL + fonte AC.[30]

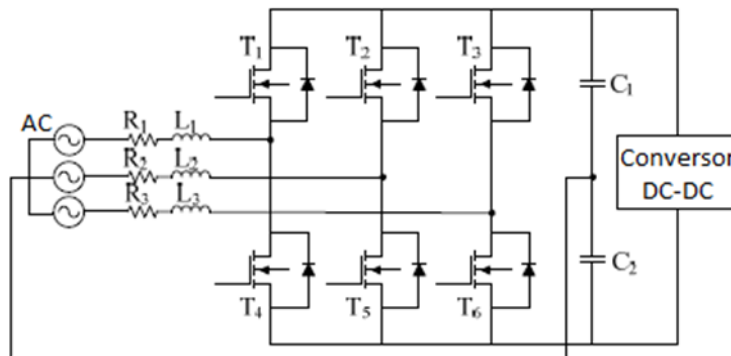


Figura 2.18: Conversor *Half-Bridge PWM*: Trifásico. [30]

Descritas as várias possibilidades de operação deste conversor, concluiu-se que uma das grandes vantagens desta opção é o seu design simples, resultando num menor número de componentes e consequentemente num menor custo de produção. Contudo, existem também algumas desvantagens associadas, destacando-se o elevado *stress* que este conversor proporciona sobre os seus componentes, podendo assim ser necessária a inclusão de transístores em série e/ou em paralelo de modo a que estes possam gerir de melhor forma elevadas correntes e/ou tensões, e também o facto desta topologia originar um elevado número de harmónicos, comprometendo assim a “saúde” da rede elétrica.

É importante referir que apesar de pequena quantidade de componentes utilizados por esta topologia, caso se trate de uma aplicação de elevada potência, o custo final do projeto pode-se tornar bastante elevado

- *Full-Bridge PWM*

Tal como no circuito *Half-Bridge*, os *switches* mantem-se abertos no modo de carga, enquanto os seus díodos internos retificam a corrente. Para valores positivos da tensão, C encontra-se efetivamente ligado em paralelo com a fonte AC através dos díodos T_1 e T_4 . Para valores negativos da tensão, C fica novamente em paralelo com a fonte AC mas desta vez através de T_2 e T_3 . Com isto a tensão de entrada do conversor DC-DC será semelhante às amplitudes da fonte AC.

Já no modo de descarga, os pares T_1 e T_4 ou T_2 e T_3 podem ser ligados de forma a obter-se, respetivamente, $V_{DC} - DC$ ou $-V_{DC} - DC$ aos terminais da fonte AC. À semelhança da topologia anterior, também neste caso o controlador *PWM* deverá efetuar a correta comutação dos diferentes *switches* visando a obtenção de uma tensão sinusoidal aos terminais da fonte AC.[30]

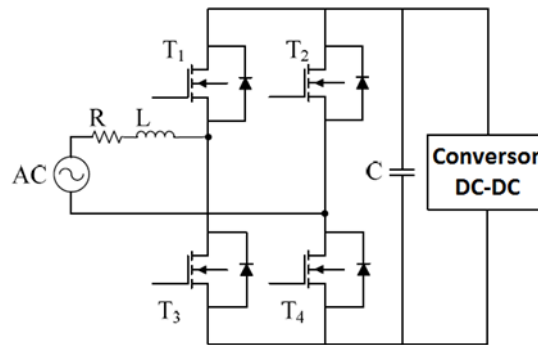


Figura 2.19: Conversor *Full-Bridge PWM*: Monofásico. [30]

Uma vez mais, a versão trifásica funciona de forma semelhante à versão monofásica. O facto de possuir três fases não implica uma mudança no valor de tensão no conversor DC-DC mas sim no suporte de cargas mais elevadas, ou melhor dizendo, permite aumentar a taxa de carga das baterias.

No modo de descarga, o conversor trifásico opera como se de três circuitos monofásicos independentes se tratasse, que partilham a mesma fonte DC. Os pares T_1 e T_5 , T_2 e T_6 , e T_3 e T_7 , quando combinados com o par T_4 e T_8 fornecem $V_{DC} - DC$, $-V_{DC} - DC$ ou $0V$ aos respetivos circuitos RL + fonte AC.[30]

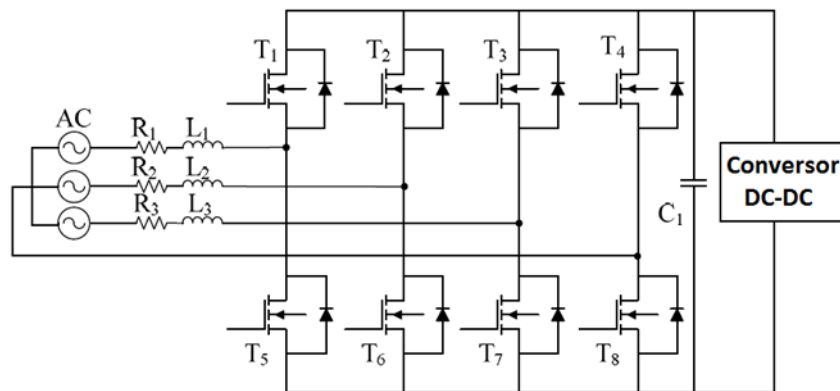


Figura 2.20: Conversor *Full-Bridge PWM*: Trifásico. [30]

Comparando as topologias *Half-Bridge* e *Full-Bridge*, esta última apresenta menos um condensador e mais dois *switches*. À partida pensa-se que esta opção é a mais custosa, no entanto é importante referir que o esforço requerido aos componentes é menor na *Full-Bridge*, significando neste caso que apesar de ter mais *switches* o custo final do circuito será menor. O factor negativo encontra-se do lado do controlador *PWM*, isto porque, quanto maior for o número de *switches* presentes no circuito, maior complexidade apresentará o respetivo circuito de controlo.

Também a topologia *Full-Bridge* pode produzir harmónicos de corrente, caso não se implemente um filtro para o efeito.

A título de curiosidade, note-se que para uma dada tensão de entrada no conversor DC-DC, a tensão de saída deverá ser o dobro, caso se opte pelo conversor *Half-Bridge* AC-DC.

- *Three-Level PWM*

Por fim, apresenta-se a topologia mais complexa, denominada por conversor bidirecional *PWM* de 3 níveis e baseia-se na combinação das funcionalidades dos conversores *Half* e *Full-Bridge*. No modo de carga, trabalha como de um retificador passivo *Full-Bridge* se tratasse, ou seja, quando a fonte AC disponibiliza uma tensão positiva, os díodos internos de T_1 , T_3 e T_6 encontram-se ligados. Já os díodos associados a T_2 , T_4 e T_5 conduzem para valores negativos da tensão da fonte AC.

No caso da retificação ativa, os *switches* são ligados, originando assim múltiplos níveis de tensão. Tanto na retificação passiva como na ativa, os condensadores C_1 e C_2 adquirem pelo menos metade da amplitude da fonte AC, permitindo assim obter-se a amplitude total desta aos terminais do conversor DC-DC.

Assim que T_1 , T_3 e T_6 ou T_2 , T_4 e T_5 são ligados, uma tensão de valor V_{DC} -DC ou $\sim V_{DC} - DC$, respetivamente, é aplicada entre os pontos A e B, evidenciados na fig.2.21. No caso de apenas T_3 e T_6 ou T_2 e T_4 serem ativados, a tensão assume um valor equivalente a $V_{DC} - \frac{DC}{2}$ ou $\sim V_{DC} - \frac{DC}{2}$ pode ser aplicada à carga, respetivamente.[30]

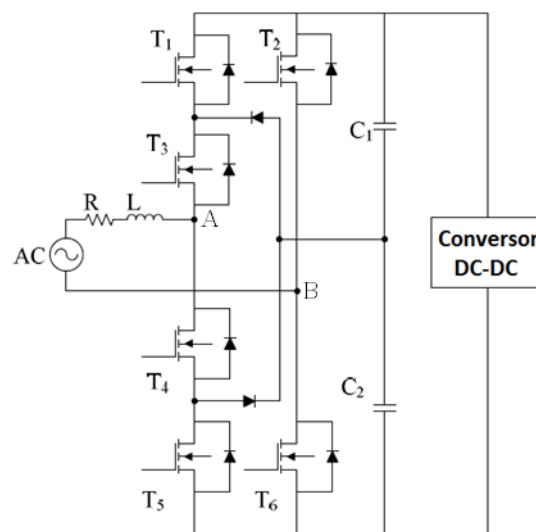


Figura 2.21: Conversor 3 níveis *PWM*: Monofásico. [30]

Relativamente à versão trifásica, comporta-se de forma semelhante à versão monofásica. Cada uma das fases fornece uma tensão de igual amplitude à da fonte AC. Nesta versão, cada coluna composta pelos respetivos quatro *switches*, funciona como um simples circuito monofásico, e cada coluna de dois *switches*, mais os dois condensadores, funcionam de igual modo à secção direita da versão monofásica. Cada conjunto RL + respetiva fonte AC, recebe a combinação das tensões $V_{DC} - \frac{DC}{2}$, $-V_{DC}$ -DC e 0V, consoante o controlo *PWM* aplicado a cada um dos *switches*. [30]

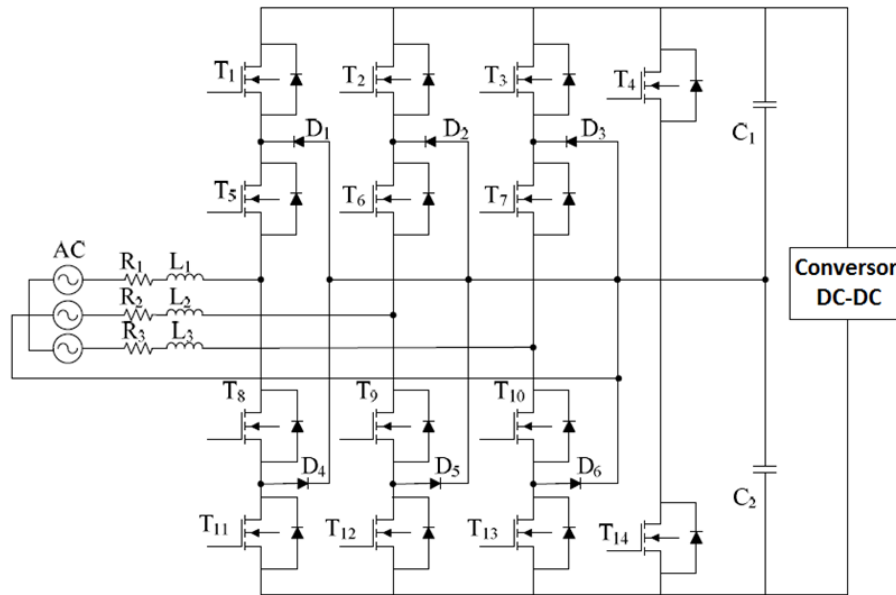


Figura 2.22: Conversor 3 níveis *PWM*: Trifásico. [30]

Em suma, esta opção é bastante mais complexa pois envolve um maior número de componentes e consequentemente, um circuito de controlo mais elaborado.

No entanto, esta topologia disponibiliza uma forma de onda bem mais aprimorada, comparativamente com as topologias anteriores, o que possibilita utilizar um filtro mais pequeno e menos custoso. Também o *stress* requerido aos componentes é menor, assim como o ruído acústico e a interferência eletromagnética.

Conversores bidirecionais DC-DC

- *Dual Active Bridge*

Esta topologia consiste em duas pontes ativas ligadas por um transformador, fig.2.23. Quando se inicia o modo de carga, a ponte ativa que se encontra do lado esquerdo funciona como um inversor enquanto os diodos internos dos *switches* presentes do lado direito do transformador funcionam como retificadores em ponte completa. A razão entre o enrolamento primário e o secundário do transformador é um valor fixo, logo esse valor deverá ser escolhido no processo de projeto do sistema.

No modo de descarga, a ponte do lado direito inverte a corrente DC proveniente das baterias, permitindo assim que seja induzida na ponte do lado esquerdo uma tensão AC através do transformador. Os diodos internos dos *switches* da ponte do lado esquerdo operam como um retificador em ponte completa.[30]

Nesta topologia, deve-se ter em conta que devido ao elevado número de semicondutores, sendo aconselhado adotar, por exemplo, uma das seguintes técnicas: *ZCS* ou *ZVS*, com o objetivo de reduzir as perdas por comutação. De forma mais específica, a técnica de *ZCS* permite eliminar as

perdas de comutação ao desligar e diminuir as perdas ao ligar. Por norma, encontra-se associada a dispositivos de potência considerável, como é o caso dos *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBTs).

A técnica de *ZVS* permite eliminar as perdas capacitivas que surgem durante a entrada em condução do *switch*. Normalmente encontra-se associada a aplicações de elevada frequência.

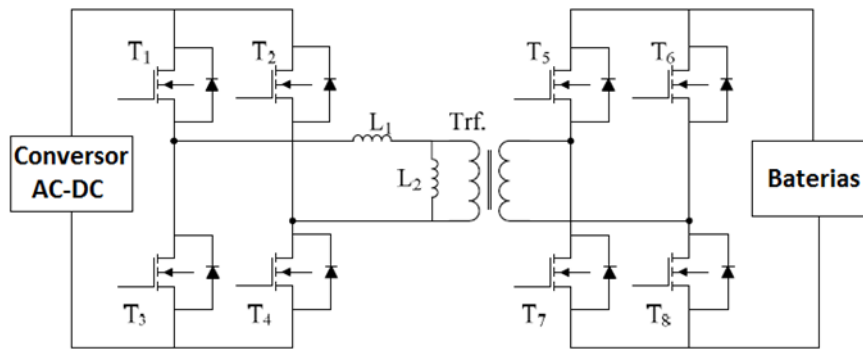


Figura 2.23: Conversor *Dual Active Bridge* DC-DC. [30]

- *Two Quadrant Buck-Boost*

Este conversor caracteriza-se por trabalhar como conversor abaixador de tensão no modo de carga e como elevador de tensão no sentido inverso. No modo de carga, T_2 encontra-se inoperacional enquanto T_1 liga e desliga consoante o respetivo sinal *PWM* aplicado. O valor de tensão que se obtém aos terminais dos packs de baterias encontra-se dependente do *duty-cycle* aplicado em T_1 . Por exemplo, aplicar um sinal com um *Duty-Cycle* (δ) de 100% representa disponibilizar à carga o mesmo valor de tensão DC resultante do conversor AC-DC, e assim sucessivamente.

Já no modo de descarga, T_1 encontra-se desligado e desta vez é T_2 que recebe o sinal *PWM*, comutando de acordo com o mesmo. Como referido, neste sentido o circuito funciona com elevador de tensão, sendo este valor de tensão elevado à razão de $\frac{1}{1-\delta}$. [30]

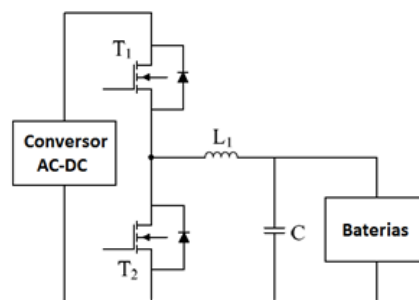


Figura 2.24: Conversor 2 quadrantes (*Buck-Boost*). [30]

Comparativamente com a topologia anterior, esta alternativa implica a utilização de um menor número de componentes e além disso, necessita apenas de dois sinais de controlo, tornando o circuito de controlo bem mais simples. Contudo, a existência da bobine de elevada corrente tende

a tornar o circuito volumoso e dispendioso. Por fim, o facto de apenas funcionar com circuito elevador num sentido e abaixador no outro, pode ser um problema mas isso dependerá do tipo de aplicação que se pretende.

- *Integrated Buck-Boost*

Na fig.2.25 pode-se observar uma outra topologia que opera como conversor DC-DC.

Nesta opção, o modo de descarga é realizado ativando os *switches* T_1 , T_2 , T_4 e T_5 . Por outro lado, o modo de carga é possível com a entrada em funcionamentos de T_2 , T_3 , T_5 , T_6 e T_7 . A mesma bobina é utilizada nos dois casos, uma vez que se trata de circuito conversor DC-DC *Buck-Boost* de dois quadrantes, permitindo assim que o número total de bobinas de elevada corrente seja minimizado.[30]

Note-se que a introdução do barramento de alta tensão visa possibilitar o carregamento das baterias a partir da travagem regenerativa, algo que não será considerado neste projeto.

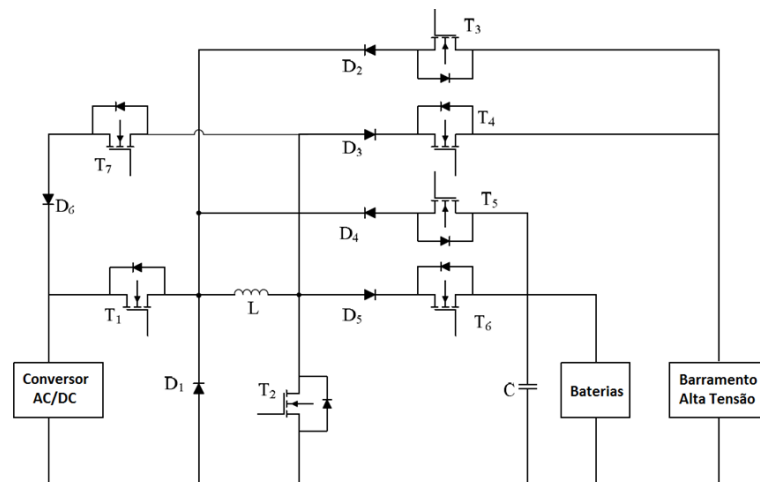


Figura 2.25: Conversor integrado (*Buck-Boost*). [30]

2.4.2 Modulação de sinal

A modulação de sinal é uma temática que deve ser tida em atenção num projeto desta natureza, pois encontra-se diretamente relacionada com o design do próprio conversor, nomeadamente com nível da tensão do barramento DC, com as perdas e também com os problemas de EMI. Na figura seguinte podem-se visualizar as várias técnicas de modulação existentes.

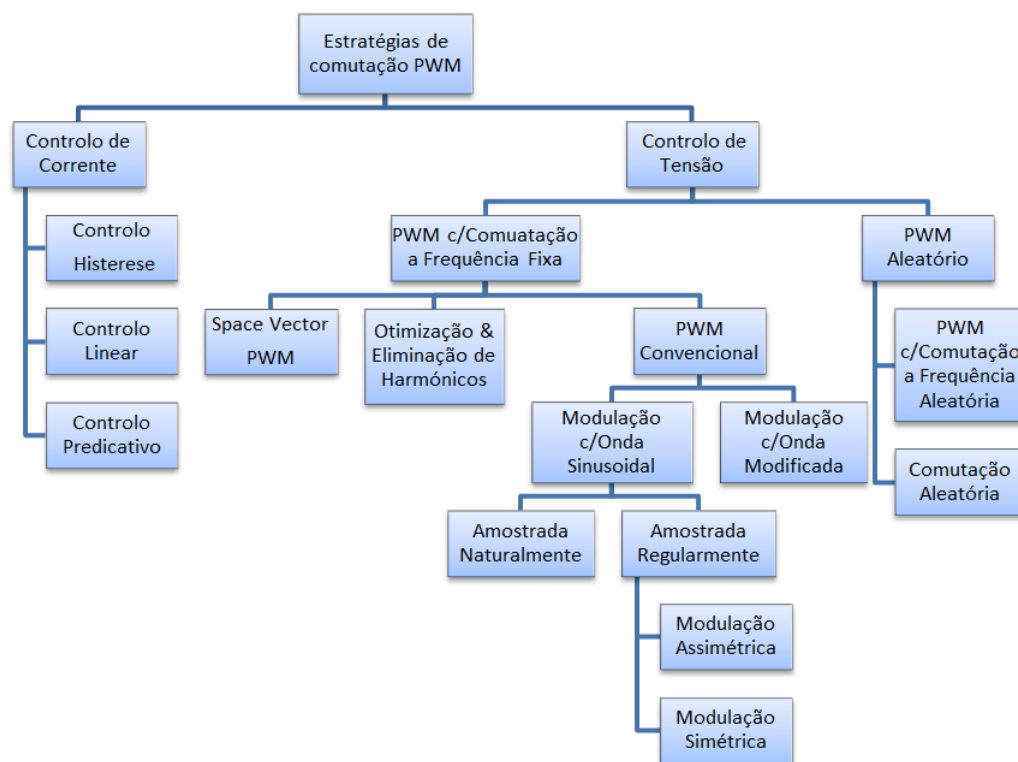


Figura 2.26: Técnicas de modulação

As estratégias de modulação apresentadas caracterizam-se pela relação de amplitudes entre a onda moduladora e portadora, sendo essa relação denominada por índice de modulação em amplitude ou simplesmente m_a , e também pela relação entre as respetivas frequências, normalmente designada por índice de modulação em frequência, m_f .

As técnicas apresentadas diferem também ao nível dos objetivos a que se destinam, ou seja, para uma correta seleção da técnica a utilizar deve-se ter em conta se se pretende:

- Uma menor distorção harmónica;
- Espectro dos harmónicos;
- Garantir uma relação linear entre a tensão fundamental de saída e o índice de modulação.

De entre as várias técnicas referenciadas na fig.2.26, destaca-se:

- *PWM sinusoidal*:

Tal como o próprio nome nos sugere, utiliza pelo menos uma onda moduladora do tipo sinusoidal que, quando comparada com uma onda portadora, resulta numa variação da largura dos pulsos. A moduladora é também responsável por definir a frequência do sinal de saída, correspondendo á sua própria frequência, e o respetivo valor da tensão eficaz, consoante o índice de modulação utilizado. Esta técnica destaca-se por diminuir a distorção harmónica quando comparada com outras técnicas elementares;

- *PWM sinusoidal modificado:*

Difere-se da modulação anteriormente apresentada pelo facto da onda portadora poder ser aplicada apenas em determinados períodos de tempo. Assim é possível diminuir as perdas por comutação, aumentar a componente fundamental e melhorar a característica harmónica;

- *Modulação Space Vector PWM:*

Esta técnica baseia-se na utilização de vetores que consoante a sua localização (no círculo unitário), impõem uma determinada tensão. Apesar da complexidade extra, comparativamente com outras técnicas, garante uma maior qualidade dos harmónicos de nível superior e evita comutações desnecessárias dos semicondutores, uma vez que são ligados no tempo e pelo tempo exato. Possibilita a operação em regime de sobremodulação ou de submodulação, no entanto este último coloca em causa a qualidade dos harmónicos de nível inferior.

2.4.3 Semicondutores de potência

Neste ponto, pretende-se fazer uma breve caracterização dos principais semicondutores de potência existentes nos diversos sistemas de conversão/inversão dos EVs, nomeadamente, no sistema de carga de baterias. Na figura seguinte pode-se observar a relação Potência vs. Frequência dos semicondutores de potência mais comuns [31], com especial ênfase sobre os Mosfets e IGBTs.

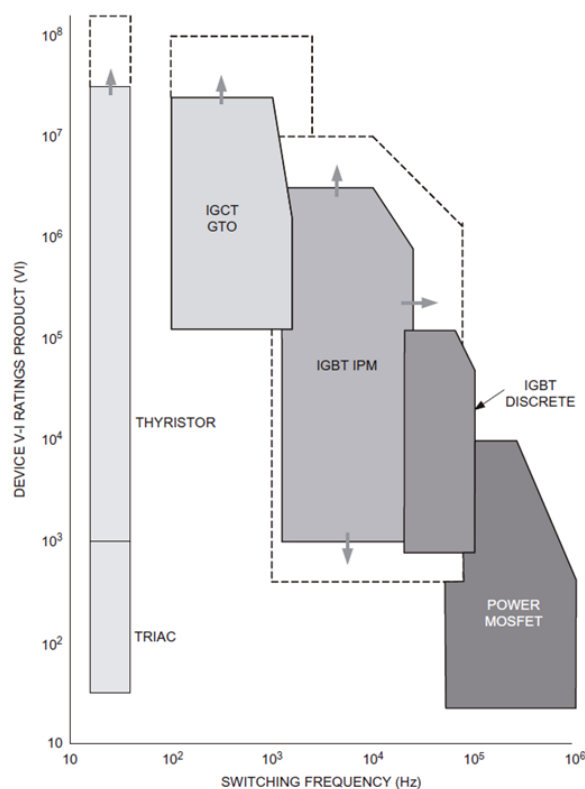


Figura 2.27: Imagem comparativa das caraterísticas de diversos semicondutores de potência. [31]

De seguida apresentam-se as principais vantagens de utilização e as aplicações mais comuns para os IGBTs e Mosfets.

- *Vantagens de uso:*

Tabela 2.2: IGBTs vs. Mosfets: Vantagens de utilização

IGBT	MOSFET
Baixo <i>duty cycle</i> Baixa frequência (<20kHz) Limitadas/poucas variações na linha ou carga Aplicações de Alta Tensão (>800V) >5kW de potência de Saída Permitida a operação a alta temperatura de junção (> 100°)	Elevado <i>duty cycle</i> Alta frequência (>200kHz) Largas variações na linha ou na carga Aplicações de Baixa Tensão (<250V) <500W de potência de Saída

- *Aplicações:*

Tabela 2.3: IGBTs vs. Mosfets: Aplicações

IGBT	MOSFET
Controlo de motores Fontes de tensão ininterruptas (UPS) Aplicações de soldagem Iluminação de Baixa potência	Fontes de tensão comutadas Carregamento de Baterias

2.5 Conclusão

Com este capítulo pretendeu-se fazer o enquadramento do projeto no contexto atual, partindo de uma breve referência aos antepassados do EV. Além disso, apresentou-se vários conceitos de carácter mais técnico com o objetivo de sustentar cientificamente todo o restante trabalho que será descrito adiante. Destacam-se os métodos de controlo e requisitos da rede e também as diversas estruturas de potência mostradas entre outras temáticas associadas.

Com base nas estruturas de potência e respetivas (des)vantagens apresentadas, necessitou-se optar por um conjunto (Conversor AC-DC + Conversor DC-DC) ótimo tendo em conta os recursos disponíveis e o objetivo final deste projeto, nomeadamente, um PEV para competição automobilística. Deste modo, a escolha do primeiro conversor recai pelo *Three-Level PWM* e o segundo pelo *Two Quadrant Buck-Boost*, tendo-se optado por utilizar IGBTs em ambos os circuitos devido às características de potência e frequência envolvidas. O controlo de tensão e corrente dos mesmos será assegurado por uma conjugação do controlo vetorial e PIDs.

Além das razões referidas, um outro fator que levou à escolha deste conjunto deveu-se ao facto de, até ao momento, não ter sido abordado um sistema com este tipo de características.

No capítulo que se segue, o sistema de conversão selecionado e respetivo controlo, entre outros, serão analisados, de modo a garantir a sua viabilidade para o projeto e garantindo que não vai

além das várias restrições impostas, nomeadamente, ao nível da rede elétrica, segurança, custo, entre outros.

Capítulo 3

Sistema de Carga Proposto

Este terceiro capítulo tem por objetivo mostrar o estudo realizado em torno do sistema de conversão de potência selecionado, designadamente, o conversor bidirecional AC-DC multinível que funcionará em parceria com o conversor DC-DC *Buck-Boost*. Apesar de no capítulo anterior se ter realizado apenas uma descrição superficial das suas topologias, de seguida aprofunda-se essa temática de modo a colmatar alguma falta de informação relativa ao seu modo de funcionamento.

Além disso, apresentam-se neste capítulo outros tópicos relacionados, nomeadamente, o sistema de controlo, dimensionamento de elementos passivos e semicondutores, e por fim o controlador digital considerado.

3.1 Topologia e modo de funcionamento

3.1.1 Conversor bidirecional AC-DC multinível

Nos últimos tempos, os conversores multinível têm despertado grande interesse junto da comunidade científica, daí surgirem regularmente novos avanços, novas soluções. Segundo [32], a topologia multinível mais comum é conhecida por *Three Level Diode Clamped Multilevel Converter* ou simplesmente *Neutral Point Clamped Voltage Source Converter*. Existem várias vantagens associadas a este tipo de conversor, entre elas destacam-se:

- Poucos harmónicos de corrente na entrada;
- Reduzido *stress* de tensão sobre os semicondutores (baixo $\frac{dv}{dt}$);
- Reduzida tensão “*common mode*”, com possibilidade de ser totalmente eliminada caso se utilizem técnicas de modulação mais avançadas;
- Capacidade de operação em condições anormais;
- Capacidade de comutação à frequência fundamental e também a frequências *PWM* mais elevadas.

Estes podem ser encontrados em diversas aplicações, sendo as mais comuns na tração de comboios de alta velocidade. No entanto, são cada vez mais aplicados a sistemas de carga de baterias presentes nos EVs. O facto de permitir a utilização de várias técnicas de modulação é uma mais-valia que leva muitas pessoas a optar por este tipo de conversor. Na fig.3.1 pode-se observar as técnicas de modulação usualmente utilizadas.

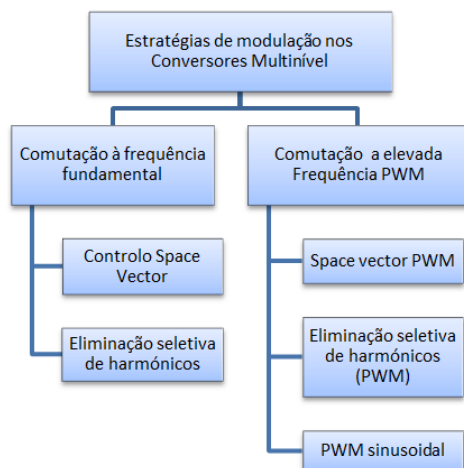


Figura 3.1: Técnicas de modulação tipicamente utilizadas em conversores multinível

Uma vez mostradas as características gerais dos conversores multinível, apresenta-se a topologia seleccionada para este projeto, fig.3.2, composta por 6 *switches* (e respetivos díodos internos), 2 díodos independentes, 2 condensadores constituintes do barramento DC, pela bobina de entrada e respetiva resistência interna (de valor residual).

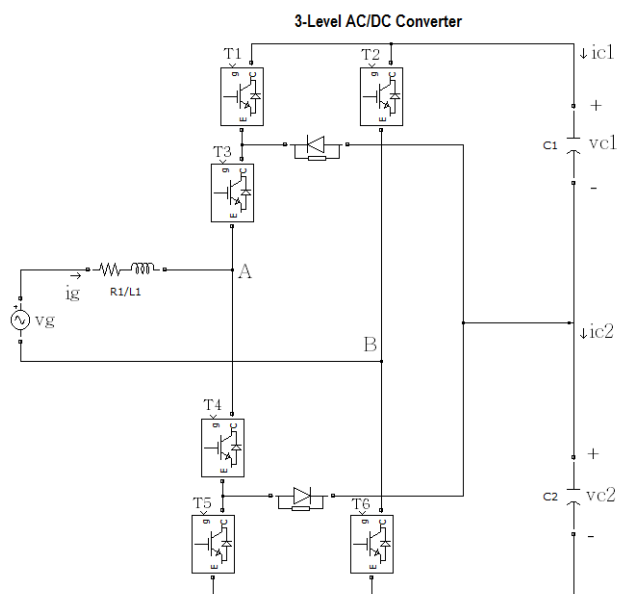


Figura 3.2: Conversor Bidirecional AC-DC Multinível (3 níveis)

Tratando-se de um conversor bidirecional, tal significa que é possível realizar a conversão de potência no sentido $AC \rightarrow DC$ ou no sentido $DC \rightarrow AC$. Fazendo o enquadramento com o tema deste projeto, o mesmo significa que pode operar no modo de carga ou descarga, respetivamente.

No modo de carga, todos os *switches* encontram-se em aberto. Consequentemente os respetivos díodos internos funcionam como se de um retificador *Full-Bridge* se tratasse. Ao longo do semi-ciclo positivo da rede os díodos internos de T_1 , T_3 e T_6 conduzem. Por outro lado, durante o semi-ciclo negativo da rede são os díodos internos de T_2 , T_4 e T_5 que entram em condução. Na fig.3.3 mostra-se a forma de onda obtida no modo de carga, após ação retificativa dos díodos.

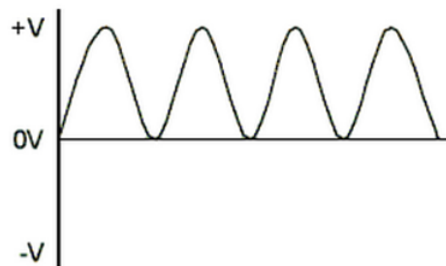


Figura 3.3: Forma de onda relativa ao modo de carga

No modo de descarga a situação é um tanto diferente. Consoante a estratégia de controlo aplicada é possível comutar os 6 *switches* através de 6 formas distintas e impor sobre R_1/L_1 uma tensão equivalente a V_{DC} , $\frac{V_{DC}}{2}$, $0V$, $-\frac{V_{DC}}{2}$ ou $-V_{DC}$, ou seja, 3 níveis (por cada semi-ciclo da tensão de entrada). Mostra-se de seguida os 6 modos de comutação possíveis.[2]

- *Modo 1 e 2:*

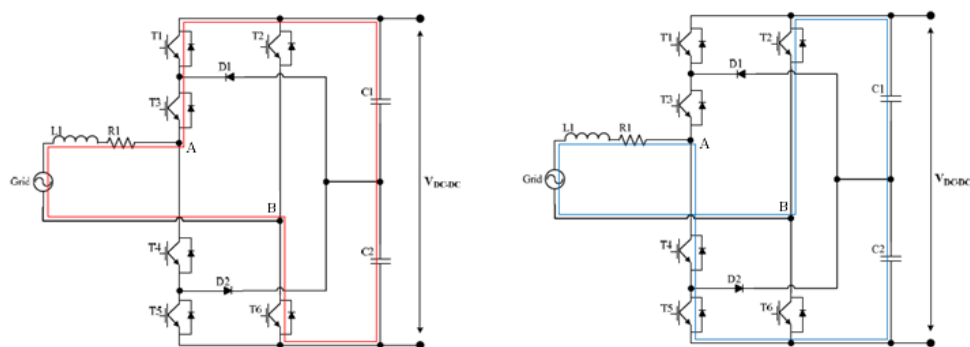


Figura 3.4: Modo operação N°1 (esquerda) e N°2 (direita). [2]

No modo 1, ao comutar T_1 , T_3 e T_6 é aplicada uma tensão V_{DC} entre os terminais A e B, carregando ou descarregando C_1 e C_2 enquanto a corrente entregue ou fornecida pela rede diminui devido à tensão negativa aplicada aos terminais de L_1 (semi-ciclo positivo de tensão da rede). Por outro lado no modo 2 comuta-se T_4 , T_5 e T_2 de forma a que entre os pontos A e B surja uma tensão equivalente a $-V_{DC}$, o que implica um aumento da corrente proveniente

da rede já que uma tensão positiva é imposta aos terminais d L_1 (semi-ciclo negativo de tensão da rede).

- *Modo 3 e 4:*

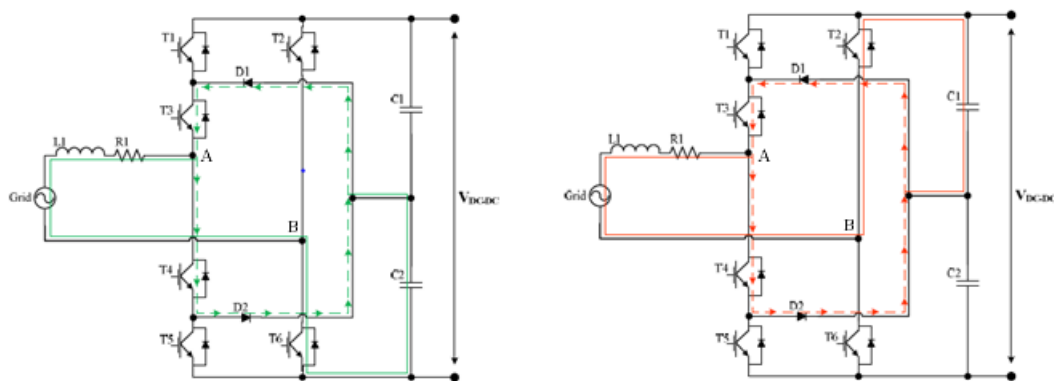


Figura 3.5: Modo operação N°3 (esquerda) e N°4 (direita). [2]

Tal como se pode observar na fig.3.5, o modo 3 aplica entre os pontos A e B uma tensão equivalente a V_{C2} , por meio da comutação de T_3 , T_4 e T_6 . Note-se que o valor de V_{C2} corresponde a $\frac{V_{DC}}{2}$, assumindo que C_1 e C_2 são iguais. Com isto a corrente recebida ou fornecida pela rede aumenta ou diminui consoante a relação entre a tensão da rede e V_{C2} .

O modo 4 assemelha-se ao modo 3 só por dizer que neste caso comutam-se os *switches* T_2 , T_3 e T_4 , o que corresponde a aplicar uma tensão $-V_{C2}$ entre os pontos A e B. Neste caso a corrente recebida ou fornecida pela rede aumenta ou diminui consoante a relação entre a tensão da rede e V_{C1} .

- *Modo 5 e 6:*

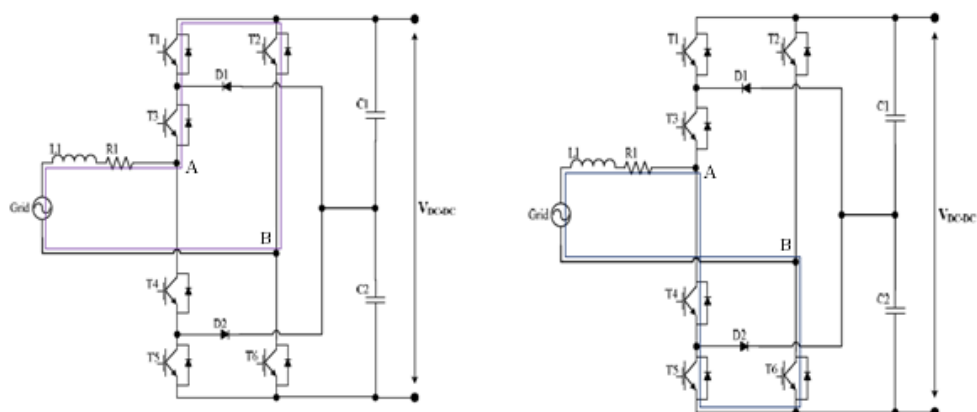


Figura 3.6: Modo operação N°5 (esquerda) e N°6 (direita). [2]

Por fim, os modos de operação 5 e 6 são obtidos ao comutar-se T_1 , T_2 e T_3 ou T_4 , T_5 e T_6 , respetivamente. Em ambos a tensão entre os pontos A e B é de 0V resultando num aumento ou diminuição da corrente recebida ou fornecida pela rede, dependendo do valor de tensão da mesma.

De modo a ter-se uma melhor perceção do modo de funcionamento característico deste tipo de conversores, mostra-se na fig.3.7 a forma representativa dos vários níveis de tensão referidos.

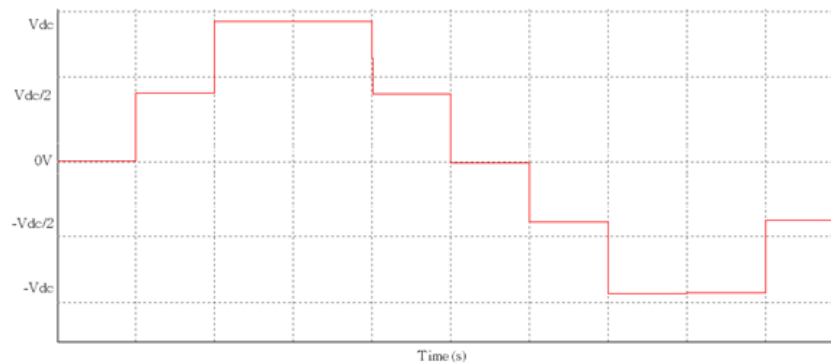


Figura 3.7: Exemplo de uma forma de onda em "escada", típica dos conversores multinível

3.1.2 Conversor DC-DC *Buck-Boost*

Os conversores DC-DC têm por objetivo ajustar um determinado nível de tensão DC num outro, superior ou inferior ao seu valor inicial, sendo igualmente utilizado para controlo/regulação de corrente. Este tipo de conversor é utilizado nas mais variadas aplicações, com por exemplo em sistemas elétricos automóvel.

No caso específico do conversor *Buck-Boost*, combina as funções de um conversor elevador (*Boost mode*) e de abaixador de tensão (*Buck mode*). Ou seja, a partir de uma fonte de corrente DC, o conversor regula o fluxo de corrente necessária de modo a impor a tensão e corrente pretendida.

Uma outra vantagem associada a este tipo de conversores consiste na facilidade com que é possível realizar o seu controlo, fazendo dele uma solução muito pertinente, de baixo custo e com um design bastante compacto, eletricamente falando. Na fig.3.8 exibe-se a topologia do conversor DC-DC selecionado.

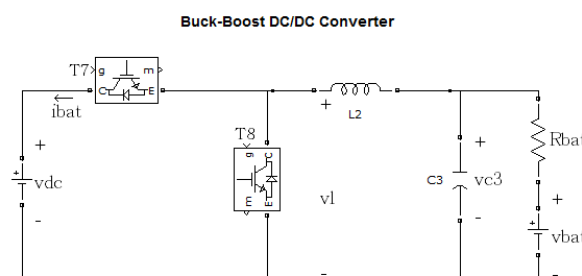


Figura 3.8: Conversor DC-DC *Buck-Boost*

Como se trata de um conversor de 2 quadrantes, encontra-se habilitado para funcionar somente em modo *Buck* num sentido e em modo *Boost* no sentido inverso. Apesar disto poder ser visto como uma desvantagem, neste caso não é um inconveniente visto ser capaz de realizar as tarefas pretendidas.

Associando-o conversor à temática deste projeto, o conversor DC-DC vai servir como ponte de ligação entre o conversor AC-DC multinível e os *packs* de baterias. Quando se desejar efetuar o trânsito de potência no sentido das baterias, ou seja carrega-las, o conversor funciona no modo *Buck*. Caso se deseje fornecer energia para a rede, este opera no modo *Boost*. [33]

O controlo de tensão e corrente é realizado por meio do controlo do *Duty Cycle* do *PWM* aplicado nos *switches*, no entanto essa questão será abordada num tópico adiante.

Numa situação de carga de baterias, é necessário garantir que a tensão aos terminais de entrada do conversor DC-DC seja superior à tensão junto da carga, de modo a garantir o fluxo de energia na direção desta, no entanto essa tarefa encontra-se a cargo do conversor AC-DC. No caso inverso, o conversor DC-DC tem de garantir, pelo menos, uma tensão superior ao valor máximo de tensão AC, nomeadamente $\sqrt{2} \times 230V$.

3.2 Análise matemática do funcionamento dos conversores

Neste tópico pretende-se analisar o modo de funcionamento dos conversores mas visto por uma perspetiva matemática. À semelhança do tópico anterior, individualizou-se o tema a cada um dos conversores considerados.

3.2.1 Conversor AC-DC bidirecional multinível

Tal como foi referido anteriormente, o trânsito de potência da rede para as baterias corresponde ao modo de carga, denominando-se o inverso por descarga. A tensão originária da rede apresenta uma característica sinusoidal e pode ser representada segundo a equação (3.1).

$$v_g = \sqrt{2} \times V_g \times \sin(\omega \cdot t) \quad (3.1)$$

Em que $v_g(t)$ corresponde ao valor instantâneo da tensão da rede e V_g ao respetivo valor eficaz. A componente fundamental do conversor AC é dada por:

$$v_f = \sqrt{2} \times V_f \times \sin(\omega \times t - \delta) \quad (3.2)$$

Onde V_f corresponde ao valor eficaz da componente fundamental relativa à tensão do conversor, $v_f(t)$ e δ o ângulo entre $v_f(t)$ e V_f .

Por fim, o valor da corrente é dado por:

$$i_g = \sqrt{2} \times I_g \times \sin(\omega \times t - \theta) \quad (3.3)$$

Sendo θ o ângulo entre $i_g(t)$ e $v_f(t)$.

Segundo [33], é fornecida uma potência ativa ao conversor quando $v_f(t)$ se encontra desfasada de $v_g(t)$ fig.3.9a), ocorrendo o inverso quando $v_g(t)$ se desfase de $v_f(t)$, fig.3.9b).

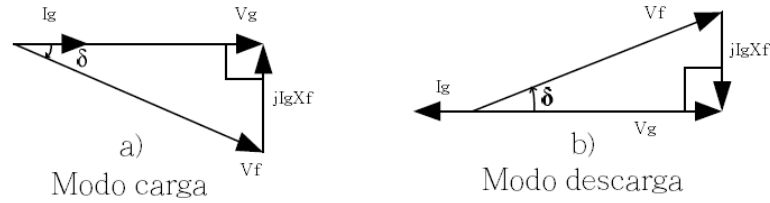


Figura 3.9: Diagrama de vetores para os dois modos de operação. [33]

Uma vez apresentadas as funções que definem as variáveis elétricas associadas á rede elétrica, evidenciam-se de seguida as equações que definem a operação do conversor em questão. De modo a simplificar essa análise, assume-se que, [34]

- Todos os elementos constituintes do conversor comportam-se como elementos ideais;
- Os condensadores C_1 e C_2 , pertencentes ao barramento DC, são idênticos;
- A resistência associada á bobina de entrada é desprezada por completo.

Com base na fig.3.2, as equações que governam o conversor proposto são dadas por:

$$L_1 \times \frac{di_g}{dt} = v_g - v_{ab} \quad (3.4)$$

$$C_1 \times \frac{dv_{c1}}{dt} = i_{c1} \quad (3.5)$$

$$C_2 \times \frac{dv_{c2}}{dt} = i_{c2} \quad (3.6)$$

$$v_{ab} = T_a \times v_{c1} - T_b \times v_{c2} \quad (3.7)$$

Tal que:

$$\begin{cases} T_a = T_1 \times T_3 - T_2 \\ T_b = T_4 \times T_5 - T_6 \end{cases} \quad (3.8)$$

3.2.2 Conversor DC-DC Buck-Boost

O conversor *Buck-Boost* rege-se por um sistema de equações diferente das anteriormente exibidas, até porque as suas características próprias também são bastante díspares do conversor multinível. Com base na fig.3.8, mostra-se de seguida as equações que especificam os seus modos de operação.[35] De modo a simplificar essa análise, desprezam-se as perdas relativas impostas pelos *switches* e díodos.

No modo de operação *Boost*, em regime permanente, o valor da tensão e da corrente são dados respetivamente por:

$$v_{C3} = \frac{v_i}{(1-\delta)} \quad (3.9)$$

$$i_{DC} \approx \begin{cases} \frac{\frac{v_{DC}}{(1-\delta)} - v_{bat}}{\frac{R_{bat}}{(1-\delta)^2}}, & \frac{v_{DC}}{1-\delta} - v_{bat} \geq 0 \\ 0, & \frac{v_{DC}}{1-\delta} - v_{bat} < 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

Em que δ representa o *Duty Cycle* do *PWM* aplicado.

Já no modo de operação *Buck*, em regime permanente, o valor da tensão e da corrente são dados respetivamente por:

$$v_l = \delta \times v_{C3} \quad (3.11)$$

$$i_{bat} \approx \begin{cases} \frac{v_{bat} \times \delta - v_{DC}}{R_{bat} + \delta^2}, & v_{bat} \times \delta - v_{DC} \geq 0 \\ 0, & v_{bat} \times \delta - v_{DC} < 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

3.3 Controlo de tensão e corrente

Neste terceiro tópico, dá-se a conhecer a forma como se pretende realizar o controlo de corrente nos dois conversores.

3.3.1 Conversor AC-DC bidirecional multinível

O controlo sugerido para este conversor baseia-se no conceito de *Space Vector*, mas primeiramente observe-se a seguinte figura, onde se evidencia a malha de controlo de corrente e tensão.[2]

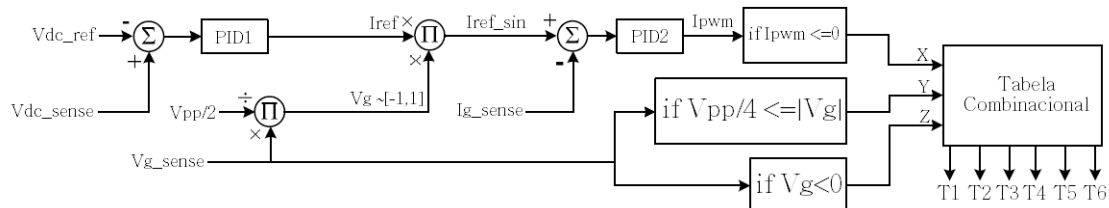


Figura 3.10: Sistema de controlo do conversor bidirecional multinível. [2]

A estratégia de controlo apresentada, parte da geração do sinal de erro entre o valor de tensão desejado no barramento DC (V_{DC-ref}) e a tensão real que se regista no referido barramento ($V_{DC-sense}$). Posteriormente, esse sinal de erro dá entrada no bloco PID_1 , obtendo-se na sua saída o valor referência de corrente a requerer à rede, mas primeiramente é feito o produto desse sinal com um outro, de amplitude unitária e com a mesma frequência da tensão de entrada. É neste ponto, como se verá adiante, que será possível controlar o desfasamento entre o valor de tensão e corrente da rede.

Após o referido produto de sinais, obtém-se a referência de corrente mas agora com característica sinusoidal. Mais uma vez se proporciona a geração de um novo sinal de erro, desta vez proveniente da diferença entre este último e o sinal de corrente fornecido pelo sensor de corrente da rede. Por fim, esse novo sinal de erro é entregue a um segundo PID, resultando num valor *booleano*, pulsado, neste caso designado por X.

Paralelamente é gerado um outro sinal *booleano*, Y, resultante da comparação do valor equivalente a $\frac{1}{4}$ da amplitude máxima do sinal de tensão da rede com o valor absoluto da mesma, possibilitando assim determinar qual o nível de tensão necessário.

Por fim, é gerado um terceiro sinal também ele *booleano*, Z, que tem por objetivo fornecer a informação acerca do semi-ciclo em que se encontra o sinal de tensão da rede.

Para uma melhor compreensão da lógica dos referidos sinais X, Y e Z, atente-se nas seguintes equações.

- X = 1, se:

$$((V_{DCref} - V_{DC}) \times \frac{V_{g-sense}}{\frac{V_{pp}}{2}}) - I_{g-sense} \leq 0 \quad (3.13)$$

- Y = 1, se:

$$\frac{V_{pp}}{4} \leq |V_{g-sense}| \quad (3.14)$$

- Z = 1, se:

$$V_{g-sense} < 0 \quad (3.15)$$

Caso contrário, X, Y e Z tomam o valor 0.

Na tabela 3.1 apresenta-se as 2^3 combinações possíveis entre os sinais X,Y e Z e os respetivos níveis de tensão associados.[2]

Tabela 3.1: Modos de operação e respetivos níveis de tensão. [2]

X	Y	Z	Modo de Operação	Nível de Tensão
0	0	0	6	0
0	0	1	3	VDC/2
0	1	0	3	VDC/2
0	1	1	1	VDC
1	0	0	4	-(VDC/2)
1	0	1	5	0
1	1	0	2	-VDC
1	1	1	4	-(VDC/2)

Encontra-se ainda em falta os padrões de comutação que permitem obter os diversos níveis de tensão característicos dos conversores multinível. Assim sendo, a tabela 3.2 apresenta os mesmos. [2]

Tabela 3.2: Padrões de comutação para os diversos modos de operação. [2]

Modo de Operação	Switches						Nível de Tensão
	T1	T2	T3	T4	T5	T6	
1	1	0	1	0	0	1	VDC
2	0	1	0	1	1	0	- VDC
3	0	0	1	1	0	1	VDC/2
4	0	1	1	1	0	0	-(VDC/2)
5	1	1	1	0	0	0	0
6	0	0	0	1	1	1	0

Em jeito de conclusão, os padrões de comutação apresentados resultam numa baixa variação de frequência de comutação, evitando-se assim as constantes comutações a alta frequência. Este pormenor é uma mais-valia do projeto pois neste caso permitiu prescindir do filtro de EMI.

3.3.2 Conversor DC-DC *Buck-Boost*

O controlo do conversor *Buck-Boost* difere um tanto do anteriormente apresentado, no entanto o conceito base mantém-se, observem-se as figuras 3.11 e 3.12.

O sinal de referência de corrente provém do sinal de erro relativo à tensão nas baterias, ou seja entre o valor pretendido (100V) e o valor medido. Deste ponto em diante, ao invés da conjugação de outros sinais que resultariam na atribuição de um determinado padrão de comutação, tem-se um *PWM* tradicional, conseqüente da comparação do sinal de erro da corrente com uma onda portadora de característica triangular, posteriormente direcionado para o respetivo *switch*. Note-se que a malha de controlo exibida na figura seguinte se refere ao modo de carga (*Buck*).

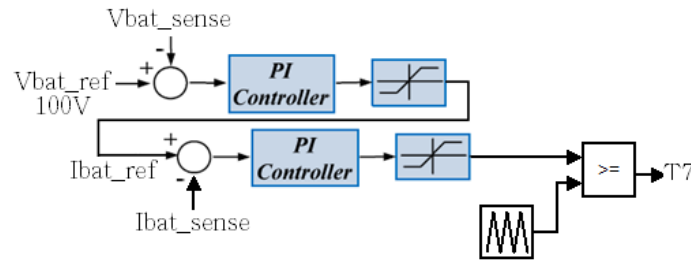


Figura 3.11: Sistema de controlo do conversor *Buck-Boost*: Modo Carga

Já no modo de descarga, a malha de controlo segue a mesma lógica, diferindo apenas na forma como é calculado o sinal de referência da corrente, nomeadamente, ao invés da referência de 100V, utiliza-se uma tensão de menor valor (em torno dos 80V), assumindo-se que os *packs* de baterias apresentam uma tensão superior a este valor. Nestas condições é então possível operar no modo *Boost*, impondo-se o trânsito de potência no sentido da rede, devido ao facto do sinal de erro de tensão apresentar um valor negativo.

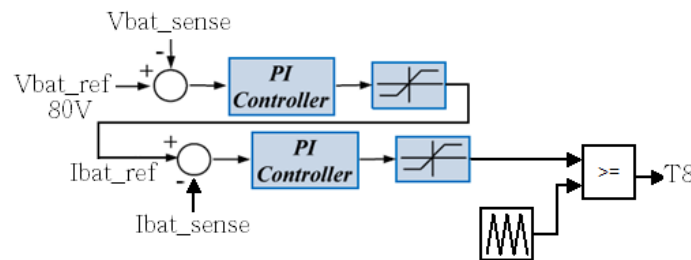


Figura 3.12: Sistema de controlo do conversor *Buck-Boost*: Modo Descarga

3.4 Dimensionamentos

Os conversores apresentados são constituídos por vários elementos normalmente designados de passivos. Como tal é necessário realizar o adequado dimensionamento, tendo em conta as características pretendidas para o protótipo. Além disso, é necessário seleccionar, justificadamente, os *switches* que serão utilizados.

Estes dois temas são abordados de seguida de forma individualizada.

3.4.1 Elementos passivos

Conversor AC-DC bidirecional multinível

Em termos de elementos passivos, o conversor AC-DC é composto pela bobina de ligação do conversor à rede, que tem por objetivo assegurar o nível de potência do barramento DC, e pelos dois condensadores que constituem este último.

Sabendo que aos terminais de entrada deste conversor é disponibilizada uma potência de 3,68kW, limitados a 16A, pretende-se estabelecer uma tensão no referido barramento equivalente a 400V. Com bases nestes valores, procedeu-se ao cálculo da bobina e dos condensadores a utilizar.

- *Bobina*

Tal como foi referido no subcapítulo anterior, o controlo de corrente encontra-se a cargo dos controladores apresentados, sendo um dos seus objetivos garantir que esse mesmo valor siga a referência o mais perto possível. No entanto, como se trata de um sistema comutado, existe sempre um erro relativamente ao sinal de referência, dando origem a um fenómeno denominado de *ripple*.

Posto isto, antes de se avançar para o dimensionamento de L propriamente dito, veja-se na fig.3.13 seguinte o equivalente elétrico da fase.

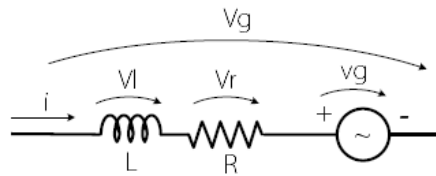


Figura 3.13: Equivalente elétrico da fase

Visto que a resistência da bobina é desprezável, despreza-se igualmente a queda de tensão representada na figura. Como tal tem-se:

$$\Delta v_g = L \times \frac{di}{dt} = V_g - v_g \quad (3.16)$$

Desenvolvendo:

$$L = \frac{(V_g - v_g) \times \Delta t}{\Delta i} \quad (3.17)$$

A variação de corrente, Δi , encontra-se diretamente associada à amplitude máxima do *ripple*, apresentando uma evolução linear de característica triangular. A máxima variação verifica-se para $\frac{T}{2}$, em que T corresponde ao período considerado e está relacionado inversamente com o dobro da frequência de comutação (f_c), ou seja:

$$T = \frac{1}{2 \times f_c} \quad (3.18)$$

Partindo de (3.17) e (3.19), obtém-se:

$$L = \frac{V_g - v_g}{2 \times f_c \times \Delta i} \quad (3.19)$$

Note-se que V_g corresponde à tensão imposta pelo conversor e v_g a tensão imposta pela rede, e que para $\frac{T}{2}$, v_g apresenta o seu valor mínimo ($v_g=0$).

Considerando que os condensadores do barramento DC apresentam características equivalentes, ou seja $C_1 = C_2$, a tensão imposta pelo conversor corresponderá neste caso a $\frac{V_{barramentoDC}}{2}$, resultando que:

$$L = \frac{V_{barramentoDC}}{4 \times f_c \times \Delta i} \quad (3.20)$$

Definindo:

- $V_{barramentoDC} = 400V$;
- $f_c = 15kHz$;
- $\Delta i = +/-2A$.

Obtem-se:

$$L = \frac{400}{4 \times (15 \times 10^3) \times 2} = 3,3mH \quad (3.21)$$

- *Condensadores barramento DC*

Para um correto dimensionamento destes componentes é necessário garantir que a soma da tensão suportada por estes seja igual ao superior à tensão desejada para o barramento DC. Segundo a topologia do conversor escolhido, o barramento é composto por 2 condensadores, assim neste caso cada um deles deverá suportar pelo menos 200V aos seus terminais.[36]

De modo a garantir a sua operação segura e eficiente, deve-se ter em atenção o valor de *ripple* de tensão e considerar uma percentagem de margem de segurança. A capacidade de cada condensador determina-se a partir de (5.18).

$$C_n = \frac{\Delta q_n}{\Delta V_n} \quad (3.22)$$

Em que:

- Δq_n = Variação de carga;
- ΔV_n = Variação de tensão.

A tensão do barramento DC e o respetivo ripple encontra-se inversamente relacionados, por exemplo, um aumento de capacidade implica uma diminuição do *ripple* e vice-versa, ou seja:

$$\Delta V_n = \%V_{ripple} \times V_{barramentoDC} \quad (3.23)$$

De modo a entender um pouco melhor o tipo de relação entre estes dois fatores, exhibe-se na fig.3.14 a capacidade requerida aos condensadores em função do valor máximo de *ripple* no barramento DC.

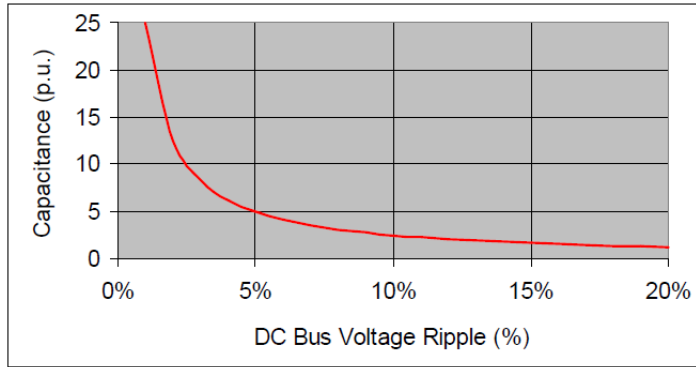


Figura 3.14: Capacidade requerida vs. *Ripple* máximo no barramento DC. [36]

Fazendo um breve análise ao gráfico apresentado, pode-se concluir que com um *ripple* inferior a 5%, consequentemente, obtém-se um aumento considerável do tamanho dos condensadores. Por esta razão, por norma, utiliza-se valores de *ripple* na ordem dos 5 a 10%.

O valor de Δq_n encontra-se dependente do fluxo de corrente no condensador, estando este dependente dos valores à entrada e à saída do conversor num determinado período de tempo e do método de controlo utilizado. Assim, a equação que nos permite dimensionar os condensadores é representada por:

$$C_n = C_{DC} = \frac{\max(\Delta q_n)}{\%V_{ripple} \times V_{barramentoDC}} \quad (3.24)$$

Considerando:

- $\max(\Delta q_n) = 0,05C$;
- $V_{ripple} = 8\%$;
- $V_{barramentoDC} = 400V$.

Cada condensador deverá ter uma capacidade mínima de:

$$C_{1,2} = \frac{0,05}{0,08 \times 400} \approx 1600\mu F \quad (3.25)$$

Conversor DC-DC *Buck-Boost*

No caso do conversor DC-DC, pretende-se determinar o valor da bobina anteriormente denominada por L_2 . A corrente que será entregue por este conversor às baterias deve apresentar um valor mínimo de *ripple* de corrente, caso contrário podem surgir efeitos não desejáveis como por exemplo, perdas devido a correntes induzidas em outros elementos ou ruído eletromagnético.

Considere-se a figura seguinte.

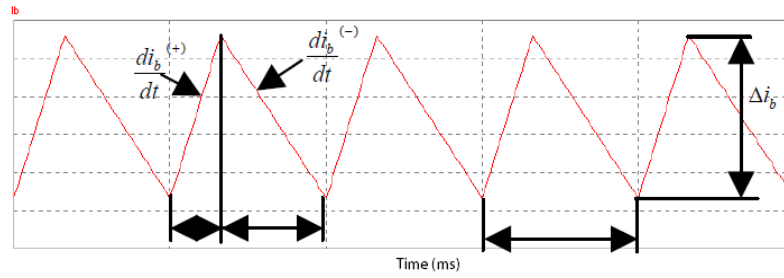


Figura 3.15: Exemplo da corrente fornecida às baterias, *c/ripple*. [35]

A figura apresentada ilustra o conceito de *ripple* de corrente. Com base nas figuras 3.8 e 3.15, mostra-se de seguida as equações que regem o modo de descarga (*Buck*). [35]

$$\frac{di_b^+}{dt} = \frac{V_{bat} - V_{DC}}{L_2} = \frac{\Delta i_b}{t_0} \quad (3.26)$$

$$\frac{di_b^-}{dt} = \frac{-V_{DC}}{L_2} = \frac{\Delta i_b}{T - t_0} \quad (3.27)$$

$$\Delta i_b = \frac{V_{bat}}{L_2 \times f} \times \delta \times (1 - \delta) \quad (3.28)$$

Derivando em ordem a δ e igualando a zero, obtém-se:

$$\Delta i_{b-max} = \frac{V_{bat}}{4 \times L_2 \times f} \quad (3.29)$$

Sendo f e δ a frequência e o *Duty Cycle* do *PWM* utilizado, respetivamente. Note-se que por questões de simplicidade de cálculo, não se consideraram as quedas de tensão nos *switches* e em R_{bat} .

Com base na equação (3.29), determina-se o valor desejado para L_2 . Para tal:

- $V_{bat} = 100V$ (tensão aos terminais dos *packs* de baterias);
- $Ripple_{max} = 1A$;
- Frequência: 10 kHz.

Com isto, o valor de L_2 é:

$$L_2 = \frac{V_{bat}}{4 \times \Delta i_{bmax} \times f} = \frac{100}{4 \times 1 \times (10 \times 10^3)} = 2,5mH \quad (3.30)$$

3.4.2 Semicondutores

No capítulo 1, apresentou-se uma tabela comparativa entre os diversos semicondutores de potência mais usuais. Com base nas características de frequência e tensão suportadas e também pelos requisitos do projeto, verificou-se que a melhor solução passa pela utilização de IGBTs, não só pelas características técnicas apresentadas mas também por ter provas dadas no mercado relativamente à sua robustez e eficácia de operação.

Procedeu-se então à busca da melhor alternativa dentro do *stock* existente em armazém. Analisadas as características técnicas de cada um dos IGBTs disponíveis verificou-se que o modelo *IRG4PH50KD* do fabricante *International Rectifier*, [37], consistia na melhor opção. Entre os vários atributos do mesmo, destacam-se:

- Incorpora um díodo em antiparalelo;
- Tensão entre coletor e emisor = 1200V;
- Corrente no coletor a 100o = 24A;
- Corrente máxima no coletor = 90A;

3.5 O controlador

A escolha da plataforma digital é um processo importante uma vez que ficará a seu cargo o controlo e monitorização de todo o sistema. São várias as funcionalidades que deve assegurar, nomeadamente a aquisição de sinais analógicos, processamento digital dos dados de acordo com a frequência de funcionamento desejado e geração de sinais responsáveis pelo comando dos IGBTs dos conversores.

Existem várias plataformas capazes de exercer todas estas funcionalidades, destacam-se o *Digital Signal Processor* (DSP) e a *Fiel-Programmable Gate Array* (FPGA). Após uma breve pesquisa, verificou-se ser possível utilizar o programa *Matlab* (*Simulink*) para estruturar e implementar o algoritmo de controlo do sistema. Posteriormente recorre-se ao *Real-Time Workshop* e ao *Code Composer Studio* para realizar a conversão do dito algoritmo, em linguagem *Simulink*, para código C. Com isto evita-se a necessidade de se programar diretamente numa linguagem de baixo nível e permite tirar partido da possível utilização em tempo real dos periféricos constituintes do controlador, como por exemplo os *ADCs*, *PWMs*, entre outros.

A sua utilização permite ainda aumentar a eficiência e a performance no controlo de processos críticos quando comparada com outros equipamentos de controlo semelhantes, [8]. Por todas estas razões e também por ser uma plataforma disponível na faculdade, optou-se pela sua utilização no desenvolvimento deste protótipo.

Na fig.3.16 apresenta-se o diagrama de blocos funcional do DSP. Note-se que a gama de tensão dos *ADCs* e dos *PWMs* varia entre 0V e 3,3V. Destaca-se esta característica pois será uma restrição a ser considerada aquando do dimensionamento dos diversos circuitos periféricos que compõem o sistema.

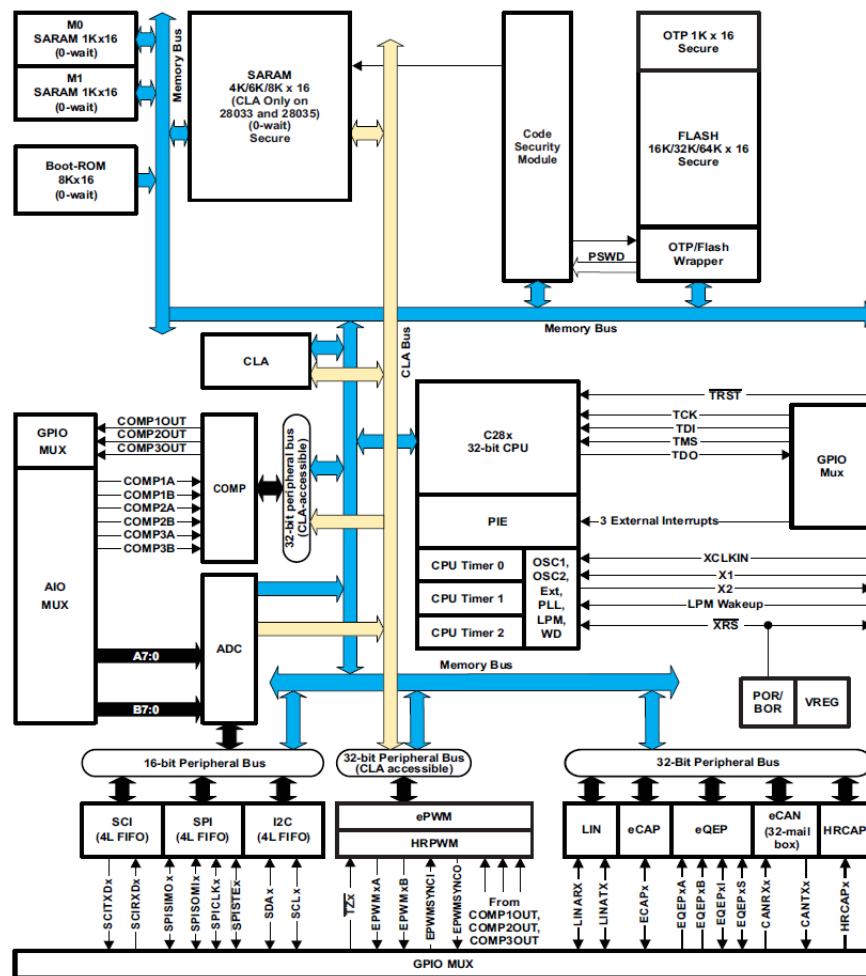


Figura 3.16: Diagrama de blocos funcional do DSP. [38]

3.6 Conclusão

Neste subcapítulo aprofundou-se a temática da estrutura de potência selecionada e dos vários aspetos que a ela se encontram associados, nomeadamente, componentes passivos, controlador e sistema de controlo. Assim, encontram-se reunidas as condições para avançar para o ambiente de simulação, apresentado no capítulo que se segue.

Capítulo 4

Análise Computacional

Este capítulo visa dar a conhecer o trabalho desenvolvido em torno da temática da simulação, algo fundamental para o teste e validação do sistema proposto. Além do mais, é possível prever e aprimorar possíveis questões que normalmente surgem ao longo da implementação.

4.1 *Software* utilizado

Pretende-se com a utilização do *software* poder observar o comportamento do sistema, desejando-se por um lado a análise das perspetivas de controlo possíveis e por outro a capacidade de implementação do sistema físico associado. Assim, para o projeto em causa optou-se por utilizar o *Simulink/Matlab* e o *PSIM* como ferramentas de simulação.

Numa primeira instância, e com vista a perceber as potencialidades das referidas ferramentas, foi analisado o comportamento das mesmas para um sistema mais simples do que se vai implementar. Através de uma pesquisa bibliográfica, [39], foi possível estabelecer um paralelismo resultante da simulação de um retificador monofásico e que permitiu elaborar o seguinte quadro resumo.

Tabela 4.1: Análise comparativa *Simulink* vs. *PSIM*

Parâmetro	<i>Simulink</i>	<i>PSIM</i>
Construção do modelo	Complicado	Simples
Tempo de simulação (20 ciclos)	Grande	Desprezável
Display gráfico	Muitas funcionalidades	Poucas funcionalidades
Funcionalidade	Multifuncional	Menos funcional
Capacidade de pesquisa	Complicado	Simples
Valor médio da tensão	63.86 V	67.46V
Desvio padrão	12.31V	6.442V

De um modo geral pôde retirar-se da pesquisa efetuada o seguinte conjunto de conclusões:

- Ambas as plataformas apresentam um conjunto de pontos fortes e fracos, úteis no âmbito do estudo da eletrónica de potência e controlo;
- Do ponto de vista educacional, o *PSIM* apresenta a abordagem mais simples no que toca à implementação e extração de resultados;
- No que toca à pesquisa e implementação de novas soluções, o *Simulink* dispõe de ferramentas mais potentes, possibilitando o estudo detalhado do circuito e análise de transitórios;
- Uma outra opção pode passar pela utilização conjunta de ambos os programas, através da ferramenta *simcoupler*.

4.2 Ambiente de simulação

Com base no que foi referido no tópico anterior, optou-se por seguir a sugestão apresentada no último ponto, nomeadamente, juntar numa só simulação o melhor das duas aplicações. Isso foi feito utilizando o *Simulink* para simulação do módulo de controlo e o *PSIM* para simulação do módulo de potência. De seguida dá-se a conhecer o aspeto geral do ambiente de simulação nos dois programas considerados.

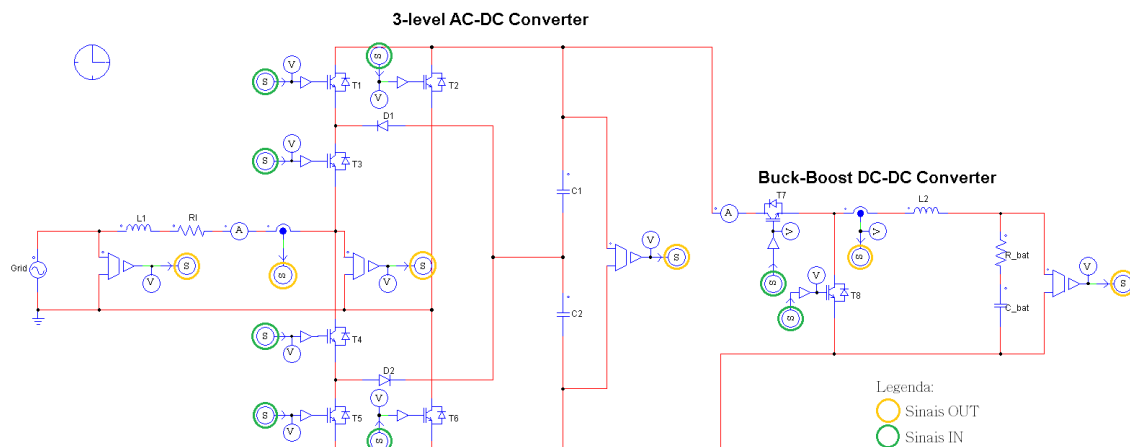


Figura 4.1: Simulação da estrutura de potência em *PSIM*

Na fig.4.1 pode-se visualizar a simulação da estrutura de potência composta pelos dois conversores, já com os valores dimensionados para os elementos passivos e com as características técnicas dos IGBTs escolhidos. Os locais assinalados pelos círculos verdes e laranja correspondem à entrada e saída de sinais, respetivamente, sendo estes enviados/recebidos pela malha de controlo implementada em *Simulink*, como se pode ver na figura seguinte.

Por forma a simular o banco de baterias, considerou-se aos terminais do conversor DC-DC um condensador de alta capacidade e a respetiva resistência interna, de baixo valor.

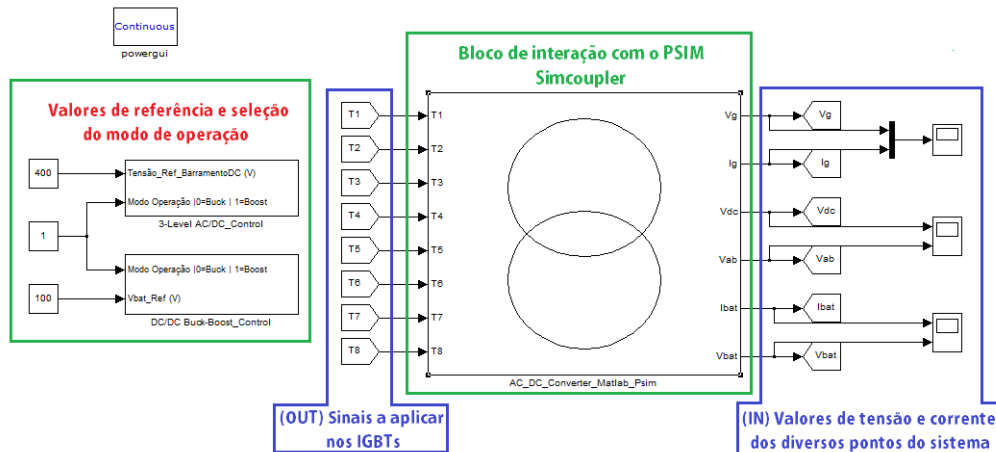


Figura 4.2: Simulação estrutura de controlo em *Simulink/Matlab*

A figura apresentada corresponde à malha de controlo implementada em *Simulink*, sendo esta constituída por 3 macroblocos, nomeadamente, o macrobloco associado ao conversor AC-DC (contendo a respetiva malha de controlo), o macrobloco associado ao conversor DC-DC (também ele contendo a respetiva malha de controlo) e por fim o macrobloco que permite a interação com o *PSIM*. Repare-se que à entrada e saída deste surgem os respetivos sinais dos sensores e dos IGBTs, validando-se assim o que foi dito no parágrafo anterior.

Refira-se que é possível definir externamente aos macroblocos os valores de referência de simulação, nomeadamente, tensão requerida no barramento DC e no *pack* de baterias. De seguida mostra-se em detalhe os macroblocos associados aos conversores.

- Macrobloco do conversor AC-DC:

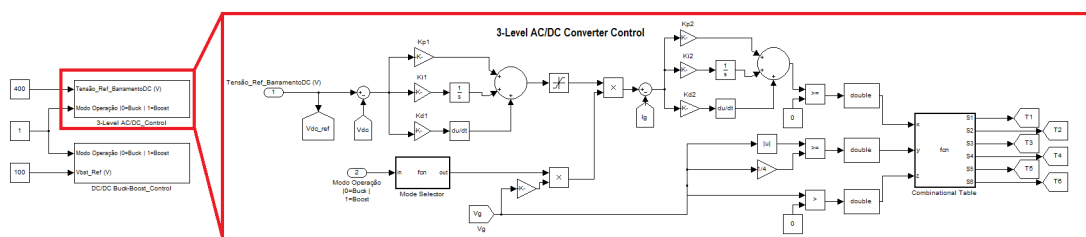


Figura 4.3: Malha de controlo do conversor AC-DC multinível

A malha de controlo aqui exibida é equivalente à já apresentada no capítulo anterior (fig.3.10, tendo-se apenas adicionado o bloco de seleção do modo de operação (G2V ou V2G).

- Macrobloco do conversor DC-DC:

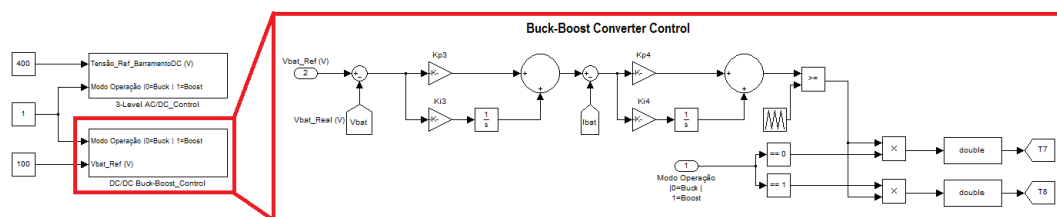


Figura 4.4: Malha de controle do conversor DC-DC *Buck-Boost*

Neste caso, a implementação da malha de controle partiu das figuras 3.11 e 3.12.

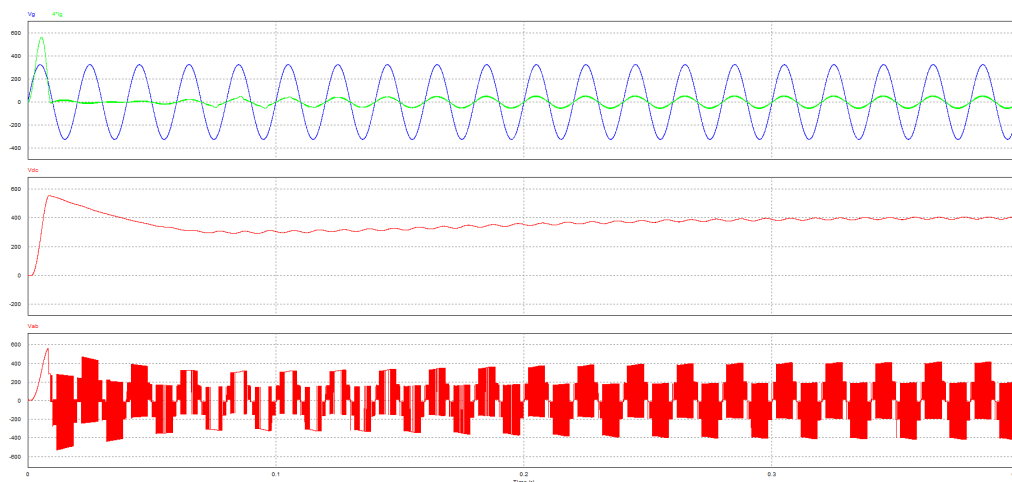
4.3 Simulação do conversor AC-DC multinível

Uma vez apresentado o diagrama de simulação, mostram-se de seguida os resultados obtidos com a simulação do conversor AC-DC.

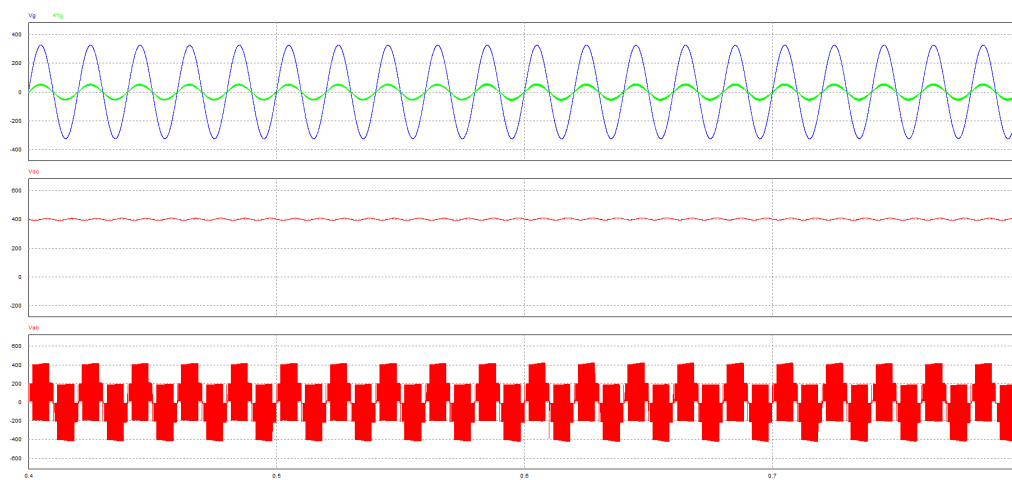
- Modo G2V

Pretende-se com esta simulação mostrar que o referido conversor se encontra habilitado para estabelecer uma tensão no barramento DC na ordem dos 400V, garantindo paralelamente um fator de potência unitário (fundamental para evitar a injeção de potência reativa no circuito).

Uma vez que se trata do modo de carga, a obtenção de um fator de potência unitário é obtido segundo um sinal de corrente da rede totalmente em fase com o de tensão.



(a) Simulação do conversor AC-DC multinível: Regime transitório



(b) Simulação do conversor AC-DC multinível: Regime permanente

Figura 4.5: Simulação do conversor AC-DC multinível: modo G2V

Os sinais a azul e a vermelho, que se encontram no topo da figura, representam, respetivamente, a tensão e a corrente na entrada do conversor. O sinal de corrente foi escalado este último para um valor 4 vezes superior ao real, isto com o intuito de o tornar mais perceptível. O sinal central é representativo do valor da tensão no barramento DC e por fim, o último sinal corresponde ao valor de tensão imposta pelo conversor aos terminais da rede (V_{ab}).

Deste modo, verifica-se que durante o regime transitório, representado pelo retângulo verde, ocorre um pico de corrente na rede e consequentemente na tensão do barramento, devendo-se esse fenómeno ao facto de neste período os condensadores se encontrarem totalmente descarregados e como tal necessitam de “corrente extra” para estabelecerem o nível de tensão pretendido. Este é um problema que será tratado por meio do sistema de controlo, nomeadamente, impedindo o início de carga/descarga enquanto o carregamento gradual dos condensadores é efetuado, até um valor mínimo estabelecido.

Entretanto, após entrada em regime permanente verifica-se a estabilidade das duas grandezas, garantindo-se um fator de potência praticamente unitário (fig.4.6) e os 400V no barramento DC com um ripple inferior a 8% tal como desejado.

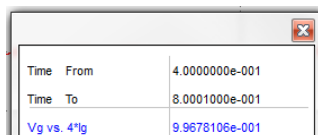
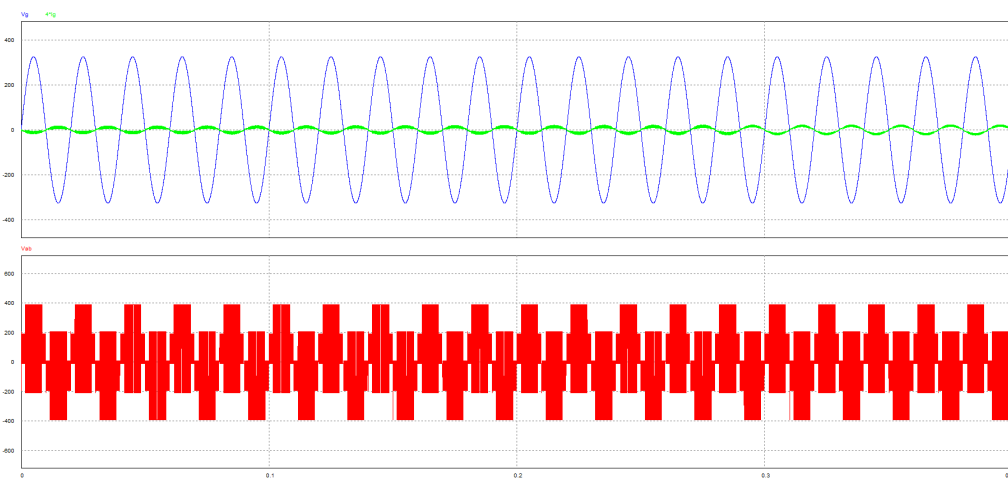


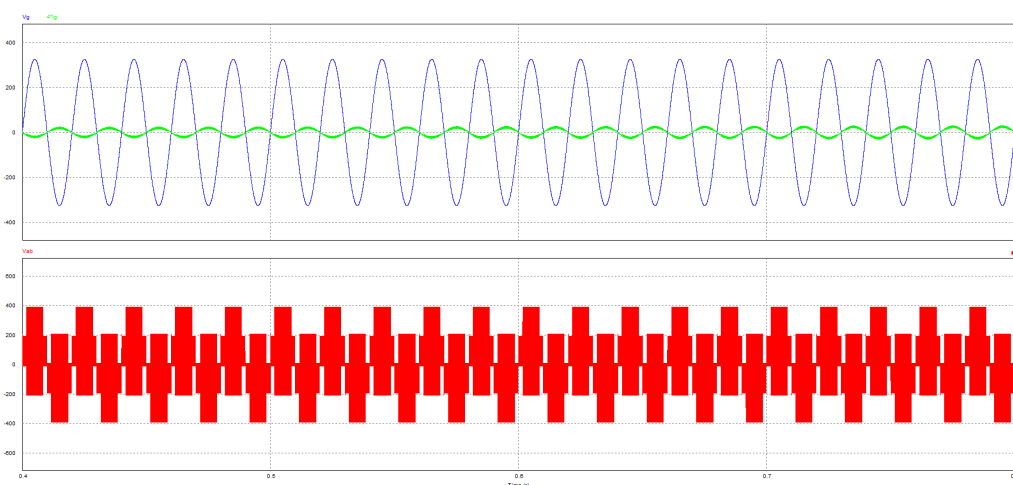
Figura 4.6: Simulação do conversor AC-DC multinível: Fator de potência (Modo G2V)

- Modo V2G

Visto que se trata do modo de injeção de corrente na rede, para tal é necessário que o sinal de corrente venha desfasado 180° do de tensão, garantindo-se assim o requisito de um fator de potência unitário, pelas razões já mencionadas.



(a) Simulação do conversor AC-DC multinível: Regime transitório



(b) Simulação do conversor AC-DC multinível: Regime permanente

Figura 4.7: Simulação do conversor AC-DC multinível: modo V2G

Os sinais apresentados nos dois gráficos que compõem a fig.4.7 correspondem respetivamente aos sinais exibidos na fig.4.5. Daqui é possível verificar, no caso do primeiro gráfico, a característica de desfasamento referida entre o sinal de corrente e tensão, garantindo-se um fator de potência de valor -0,988, fig.4.8.

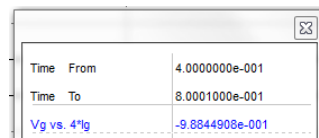


Figura 4.8: Simulação do conversor AC-DC multinível: Fator de potência (Modo V2G)

4.4 Simulação do conversor DC-DC Buck-Boost

Os resultados obtidos com simulação do conversor DC-DC podem ser vistos nas figuras 4.9 e 4.10.

- Modo G2V

Neste modo, o conversor é responsável por disponibilizar ao *pack* de baterias a energia em trânsito desde a rede. Considerou-se que o dito *pack*, representado em ambiente de simulação pelo condensador de elevada capacidade, continha aos seus terminais uma tensão de 70V. Na realidade esse valor nunca será 0 como tal, para efeitos de simulação não é um problema partir deste pressuposto. Segundo o que foi definido, o carregamento deve ser efetuado a uma corrente média contante de 5A até um máximo de 100V.

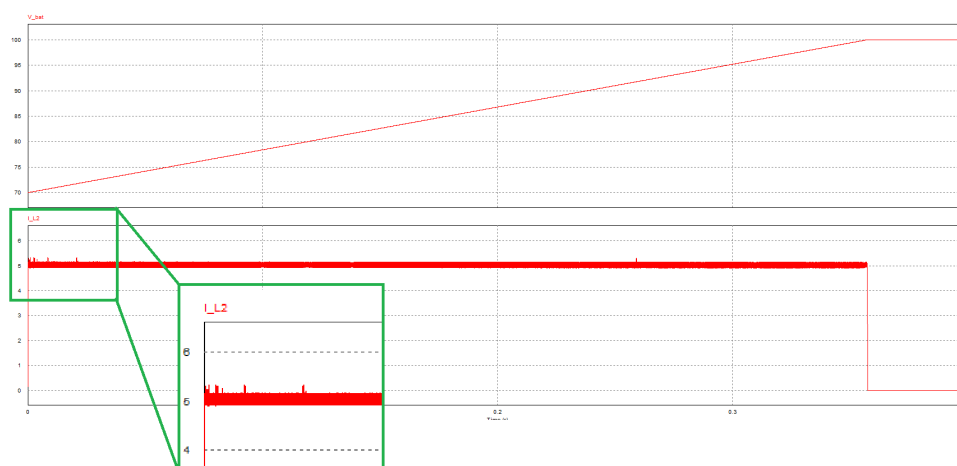


Figura 4.9: Simulação do conversor DC-DC Buck-Boost: modo G2V

A curva a vermelho, no topo da figura anterior, corresponde ao nível de tensão aos terminais das baterias, podendo-se verificar o ponto de partida aos 70V e a paragem do processo de carga assim que o nível de tensão atinge os 100V. Na parte inferior da figura apresenta-se o sinal de corrente, constante, com um valor médio de 5A e com um *ripple* inferior a 1A, tal como pretendido.

- Modo V2G

Para se visualizar o trânsito de potência das baterias para a rede, o conversor deverá impor um valor de corrente negativo, no entanto com as mesmas características, nomeadamente, com uma amplitude média e constante de 5A. A figura seguinte ilustra o exposto.

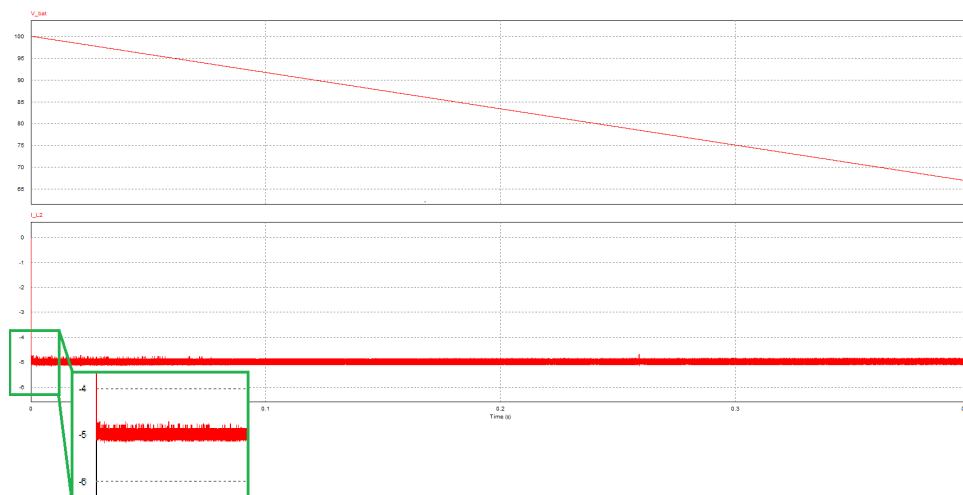


Figura 4.10: Simulação do conversor DC-DC *Buck-Boost*: modo V2G

Mais uma vez, verifica-se que os resultados obtidos em simulação vão ao encontro do que é pretendido, uma vez que os requisitos impostos para o sinal de corrente são cumpridos. Não se estabeleceu um limite mínimo de tensão, no entanto a malha de controlo encontra-se habilitada para tal, bastando que o utilizador defina a respetiva referência de tensão mínima no bloco definido para o efeito.

4.5 Conclusão

De modo a concluir o capítulo que agora termina, note-se que, com base no que foi apresentado, o sistema de controlo utilizado nos dois conversores apresenta resultados com as características pretendidas e dentro dos limites definidos. Excetuando a questão da sobrecorrente no conversor AC-DC no modo de operação G2V, que se prevê resolver por meio de *software* de *soft-start*, conclui-se que estão reunidas as condições para a criação de um protótipo do sistema idealizado.

Capítulo 5

Plataforma Experimental

Uma vez apresentado o estudo teórico, pretende-se agora implementar o sistema de modo a validar esse mesmo estudo, sendo uma boa oportunidade para fazer uma análise de carácter mais técnico e apresentar também algumas das soluções que são normalmente utilizadas na montagem deste tipo de sistemas.

Como se pode imaginar, a sua implementação vai muito além do que é retratado em ambiente de simulação. Assim sendo, o presente capítulo está estruturado de modo a evidenciar de forma encadeada o funcionamento do protótipo, estando a sua topologia de montagem representada na fig.5.1. Para simplificar a exposição dos diversos módulos que o constituem, dividiu-se o capítulo em duas áreas distintas mas complementares, nomeadamente, *Hardware* e *Software*, sendo abordadas em cada uma delas as soluções escolhidas e respetivos dimensionamentos.

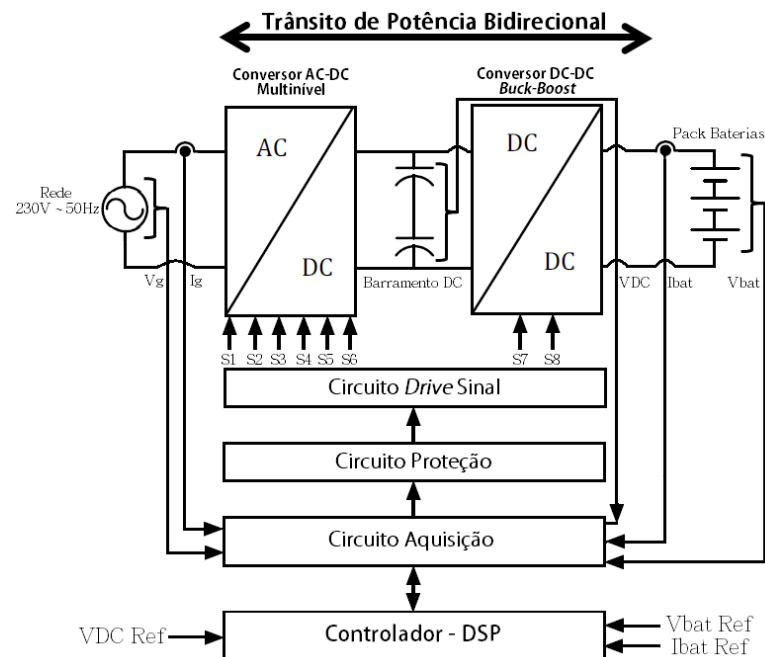


Figura 5.1: Estrutura da implementação

5.1 Hardware

Em termos de *Hardware*, o protótipo é constituído por vários módulos independentes: módulo de aquisição de sinal, módulo de proteção, módulo de potência e módulo de *drive* de sinal. De seguida apresenta-se uma descrição pormenorizada dos mesmos.

5.1.1 Módulo de aquisição de sinal

Tal como referido anteriormente, o circuito de controlo dos dois conversores constituintes do sistema de conversão requer o conhecimento do valor instantâneo da corrente e/ou tensão em diversos pontos. Por exemplo, para o controlo do conversor AC/DC é necessário adquirir o sinal de tensão e corrente da rede elétrica monofásica (230VAC/50Hz) que alimenta o conversor AC/DC e também o sinal da tensão no barramento DC. Para o conversor DC/DC pretende-se adquirir o sinal de tensão e de corrente junto dos terminais de interface com os *packs* de baterias (carga)¹.

A aquisição dos referidos sinais é realizada por meio de sensores de efeito de *Hall*, permitindo assim que os níveis de tensão/corrente sejam isolados e escalados para os valores próprios de forma a serem adquiridos pelos ADCs do controlador e posteriormente processados. Note-se que é necessário garantir que esses sinais respeitem a gama de tensão suportada pelos ADCs que neste caso varia entre 0V e 3,3V. Note-se ainda que alguns desses sinais apresentam característica de bipolaridade sendo necessário a sua adaptação de modo a torna-los unipolares.

De seguida apresenta-se uma breve descrição do efeito de *Hall* de modo a contextualizar a utilização deste tipo de sensores.

O efeito de *Hall* consiste numa tensão obtida a partir do fluxo de corrente num condutor que se encontra envolvido num campo magnético. Devido a esse fluxo, os eletrões ficam sob efeito da força imposta pelo campo magnético o que implica que estes se acumulem numa das faces do condutor e que na outra face surja uma carga positiva, devido à ausência destes. Essa disparidade entre cargas origina um campo elétrico, e consequentemente uma diferença de potencial.

A variação do campo magnético encontra-se diretamente relacionada com a variação da tensão aos terminais do sensor, analogamente, a variação da tensão de saída é proporcional à variação da grandeza elétrica sob sensorização. A imagem seguinte ilustra o funcionamento descrito.

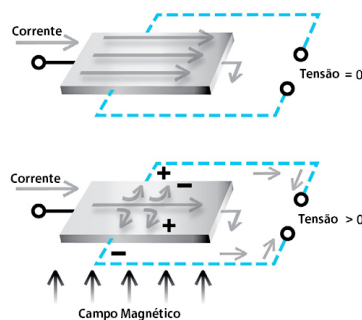


Figura 5.2: Efeito de *Hall*

¹O *footprint* e circuito implementado podem ser consultados no Anexo C e D, respetivamente

Para a transdução dos sinais de tensão, optou-se pela utilização do sensor *LEM LV 25-P* [40], fig. 5.3. Caracteriza-se pela sua robustez, elevada resolução e linearidade. Apresenta um fator de conversão de 2500:1000 entre a entrada e a saída e suporta aos seus terminais de entrada tensões AC ou DC até um valor máximo de 500V.



Figura 5.3: Sensor de tensão *LEM LV 25-P*. [40]

A transdução do sinal de corrente fica ao cargo do sensor *LEM LA 25-NP* [41], fig.5.4. É muito semelhante ao sensor anteriormente exposto, exceto ao nível do fator de conversão e da gama de valores a adquirir, nomeadamente, apresenta uma relação de 1-2-3-4.5:1000 entre a entrada e a saída para valores máximos de corrente de 25-12-8-6-5A, respetivamente, aos terminais de entrada.

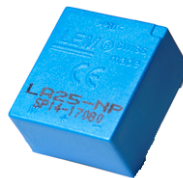


Figura 5.4: Sensor de tensão *LEM LA 25-NP*. [41]

Aquisição do sinal de tensão e corrente do barramento de entrada

Este é um dos referidos casos em que os sinais bipolares necessitam ser convertidos para unipolares de modo a ser possível uma correta aquisição dos mesmos pelos ADCs do controlador, isto é, a tensão e a corrente provenientes da rede variam em termos máximos de $\pm\sqrt{2} \times 230V$ e $\pm\sqrt{2} \times 16A$, respetivamente, mas pretende-se que essa variação seja de 0V a 3,3V. De seguida apresenta-se a solução utilizada.

- Aquisição do sinal de tensão:

Partindo de [42], dimensionou-se o circuito de ligação do sensor tal como se pode observar na figura seguinte.

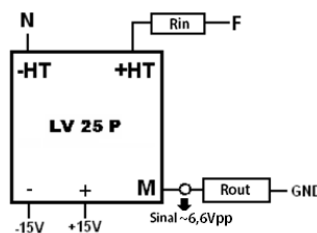


Figura 5.5: Esquemático de ligação do *LEM LV 25-P*

O pino representado por $-HT$ corresponde ao ponto de ligação do *Neutro*, por outro lado, ao pino $+HT$ é ligada a *Fase* mas não sem antes se introduzir uma resistência, neste caso R_{in} . Para o correto dimensionamento de R_{in} deve-se ter em conta que, segundo a *datasheet* do componente, a entrada apresenta uma resistência de $\pm 250\Omega$ (R_p) a uma temperatura de $70^\circ C$ e que o seu valor eficaz da corrente eficaz deverá rondar os 10mA. Como base nisto e sabendo que:

- V_{p-ef} = Tensão eficaz na entrada;
- I_{p-ef} = Corrente eficaz na entrada.

R_{in} é dada por:

$$R_{in} = \frac{1,25 \times V_{p-ef}}{I_{p-ef}} = \frac{1,25 \times 230}{10 \times 10^{-3}} \approx 29k\Omega \quad (5.1)$$

Pretende-se com a multiplicação de V_{p-ef} por 1,25 dar uma margem de 25% à gama de tensão a medir, permitindo assim o registro de sobretensões e também a proteção dos próprios componentes. Como se verá adiante, este detalhe será uma mais-valia no circuito de proteção.

Uma vez que não existem no mercado resistências deste valor, optou-se pela utilização de uma resistência de 33k Ω . Assim a corrente máxima sob o enrolamento primário I_{p-max} é dada por:

$$I_{p-max} = \frac{1,25 \times V_{p-ef}}{R_{in} + R_p} = \frac{1,25 \times 230}{33 \times 10^3 + 250} \approx 8,6mA \quad (5.2)$$

Tendo em conta o fator de conversão de 2500:1000, a corrente máxima na saída é dada (I_{s-max}) por:

$$I_{s-max} = \frac{2500}{1000} \times I_{p-max} = \frac{2500}{1000} \times (8,6 \times 10^{-3}) \approx 21,6mA \quad (5.3)$$

Por último, R_{in} deve suportar uma potência mínima de:

$$P_{Rin} \geq \frac{(1,25 \times V_{p-ef})^2}{R_{in}} = \frac{(1,25 \times 230)^2}{33 \times 10^3} \approx 2,5W \quad (5.4)$$

Visto que o sensor em causa origina um sinal em corrente (M) proporcional à variação de tensão na entrada, é então necessário a utilização de uma resistência de saída, neste caso R_{out} . Esta deve ser dimensionada de modo a que aos seus terminais surja uma tensão máxima de 3,3V, valor máximo admitido pelo controlador.

Sabendo que:

- V_{s-ef} = Tensão eficaz na saída;
- I_{s-ef} = Corrente eficaz na saída.

R_{out} é dada por:

$$R_{out} = \frac{V_{s-ef}}{I_{s-ef}} = \frac{\frac{3,3}{\sqrt{2}}}{21,6 \times 10^{-3}} \approx 217\Omega \quad (5.5)$$

Devendo suportar uma potência mínima de:

$$P_{Rout} \geq \frac{V_s^2}{R_{out}} = \frac{3,3^2}{217} \approx 50mW \quad (5.6)$$

Com este dimensionamento, por exemplo para uma tensão eficaz de $\approx 288V$ na entrada, tem-se à saída 2,32V de valor eficaz (3,28V de valor máximo).

Dimensionado o circuito de ligação do sensor, mostra-se agora o procedimento tomado para a transformação do sinal bipolar em unipolar. Na fig.5.6 pode-se observar o esquemático do circuito idealizado.

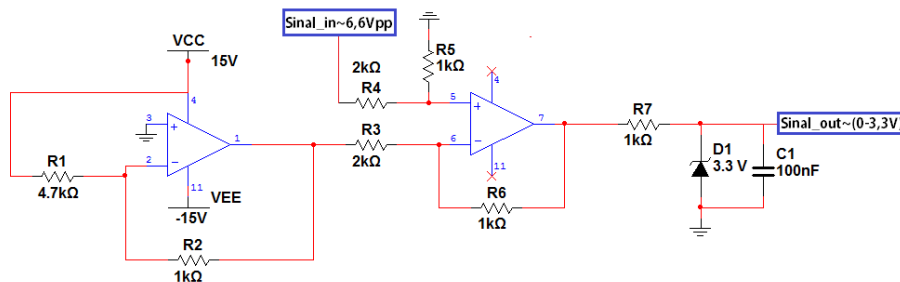


Figura 5.6: Simulação *Multisim* - Esquemático Sinal Bipolar para Sinal Unipolar

Analisando o circuito agora apresentado, o primeiro *AmpOp* tem por objetivo disponibilizar na entrada negativa do segundo *AmpOp* (diferencial) uma tensão de referência de -1,65V. À entrada positiva deste último, é ligado o sinal *M* proveniente do sensor de tensão, sendo este escalado para metade por meio de um divisor resistivo. Por exemplo, para um sinal de -2,32V à entrada deste circuito, na respetiva saída obtém-se 0,49V. Por outro lado, para um valor de 2,32V à entrada, na saída obtém-se 2,81V.

Incorporou-se ainda um diodo *Zener* e também um condensador de modo a garantir a amplitude máxima e a estabilidade sinal resultante, mostrado na figura seguinte após simulação com um sinal sinusoidal na entrada de 6,6Vpp.

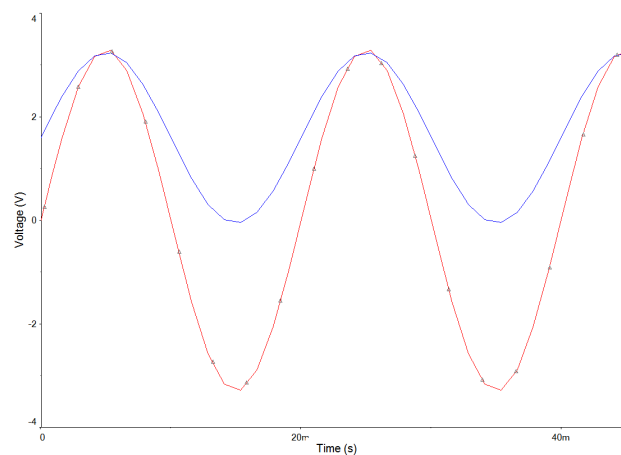


Figura 5.7: Simulação *Multisim* – Entrada: Sinal Bipolar (Vermelho) / Saída: Sinal Unipolar (Azul)

- Aquisição do sinal de corrente:

Partindo novamente de [42], a figura seguinte mostra a configuração de ligação do sensor *LEM LA 25-NP*.

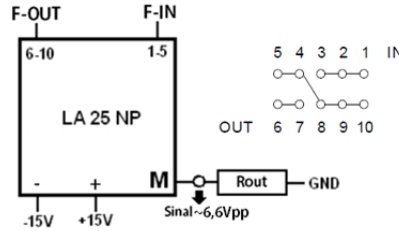


Figura 5.8: Esquemático de ligação do *LEM LA 25-NP* (Opção 2)

Visto que se trata de um sensor de corrente, a sua ligação á rede é feita em série com a *Fase*, daí não ser necessário o dimensionamento de uma resistência de entrada tal como sucedeu com o sensor de tensão. Além dos pinos de alimentação do próprio sensor e do pino de sinal, existem outros com que, consoante a sua interligação, se define a gama de valores que o sensor será passível de adquirir.

Pode-se consultar na respetiva *datasheet* do componente as formas de ligação disponíveis. Por exemplo, seguindo a ligação apresentada na fig.5.8, o sensor fica habilitado para sensorizar uma corrente nominal de 12A e/ou até um máximo de 18A.

De forma semelhante ao sensor de tensão, é necessário dimensionar a resistência de saída, R_{out} . O sinal de saída (M) é disponibilizado em forma de corrente e proporcional ao sinal de entrada. Por exemplo, para 12A nominais, à saída obtém-se 24mA. Assumindo uma corrente máxima de 18A na entrada e sabendo que:

- V_{s-max} = Tensão máxima na saída;
- I_{s-max} = Corrente máxima na saída.

R_{out} é dada por:

$$R_{out} = \frac{V_{s-max}}{I_{s-max}} = \frac{3,3}{36 \times 10^{-3}} \approx 92\Omega \quad (5.7)$$

Devendo suportar uma potência mínima de:

$$P_{Rout} \geq \frac{V_s^2}{R_{out}} = \frac{3,3^2}{92} \approx 118mW \quad (5.8)$$

Com este dimensionamento, por exemplo para uma corrente máxima de 18A na entrada, obtém-se à saída 3,3V de valor máximo.

O esquemático do circuito implementado junto do sensor de tensão que permite a conversão do sinal bipolar em unipolar e respetiva simulação, figuras 5.6 e 5.7, são igualmente válidos para o sensor de corrente em questão, obedecendo aos mesmos princípios de funcionamento.

Aquisição do sinal de tensão do barramento DC

Pretende-se que o barramento DC estabilize em torno dos 400V, como tal é necessário dimensionar o circuito de aquisição de forma a receber e a condicionar esse sinal devidamente.

Recorreu-se uma vez mais ao *LEM LV 25-P*. No entanto o dimensionamento apresentado previamente para o sensor de tensão não é válido para este caso, sendo necessário redimensionar o circuito, nomeadamente as resistências R_{in} e R_{out} . Assim e sabendo que:

- V_{p-max} = Tensão máxima na entrada;
- I_{p-max} = Corrente máxima na entrada;
- I_{s-max} = Corrente máxima na saída.

R_{in} é dada por:

$$R_{in} = \frac{1,25 \times V_p}{I_p} = \frac{1,25 \times 400}{10 \times 10^{-3}} \approx 50k\Omega \quad (5.9)$$

Procedeu-se à multiplicação de V_p por 1,25 já que o valor máximo de tensão que o sensor pode adquirir é de $1,25 \times 400V$, ou seja, 500V. As razões que levam a este sobredimensionamento são as mesmas já enunciadas anteriormente.

Optou-se pela utilização de uma resistência de $47k\Omega$, sendo a corrente máxima na entrada dada por:

$$I_{p-max} = \frac{1,25 \times V_p}{R_{in} + R_p} = \frac{1,25 \times 400}{47 \times 10^3 + 250} \approx 11mA \quad (5.10)$$

Tendo em conta o fator de conversão de 2500:1000, a corrente máxima na saída é:

$$I_{s-max} = \frac{2500}{1000} \times I_{p-max} = \frac{2500}{1000} \times (11 \times 10^{-3}) \approx 28mA \quad (5.11)$$

Por último, R_{in} deve suportar uma potência mínima de:

$$P_{Rin} \geq \frac{(1,25 \times V_p)^2}{R_{in}} = \frac{(1,25 \times 400)^2}{47 \times 10^3} \approx 5,3W \quad (5.12)$$

Relativamente ao dimensionamento de R_{out} , também esta deve ser dimensionada de modo a que aos seus terminais surja uma tensão máxima de 3,3V. Se:

- V_s = Tensão na saída;
- I_s = Corrente na saída.

Então:

$$R_{out} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{3,3}{28 \times 10^{-3}} \approx 117\Omega \quad (5.13)$$

Devendo suportar uma potência mínima de:

$$P_{Rout} \geq \frac{V_s^2}{R_{out}} = \frac{3,3^2}{117} \approx 93mW \quad (5.14)$$

Com este dimensionamento, por exemplo para uma tensão de 400V na entrada, obtém-se na saída 2,64V (3,3V para valor o máximo de 500V).

Visto que neste caso não se expectam valores negativos de tensão no barramento DC, não foi implementado o circuito de conversão de sinal bipolar para unipolar.

Aquisição do sinal de tensão e corrente dos *packs* de baterias (carga)

Pretende-se que aos terminais do conversor DC-DC *Buck-Boost*, local onde se aplicará a carga, sejam feitas as medidas do sinal de tensão e de corrente. Neste caso, apenas o sinal de corrente é bipolar, devido ao facto de se tratar de um sistema bidirecional. O mesmo não acontece com o sinal de tensão, já que não é possível obter-se uma tensão negativa aos terminais das baterias. A tensão máxima desejável neste ponto do sistema ronda os 100V e a corrente não excederá os 6A. De seguida apresenta-se o respetivo dimensionamento, tendo em conta a gama de valores das variáveis elétricas agora citadas.

- *Aquisição do sinal de tensão:*

Mais uma vez optou-se pela utilização do *LEM LV 25-P* para aquisição do sinal de tensão. De modo a dimensionar corretamente o respetivo circuito, considere-se que:

- V_{p-max} = Tensão máxima na entrada;
- I_{p-max} = Corrente máxima na entrada;
- I_{s-max} = Corrente máxima na saída;

Neste caso R_{in} é dada por:

$$R_{in} = \frac{2 \times V_p}{I_p} = \frac{2 \times 100}{10 \times 10^{-3}} \approx 20k\Omega \quad (5.15)$$

Também aqui se considerou um valor de tensão superior ao desejado, o dobro, pelas mesmas razões já referidas nos dimensionamentos prévios.

Tendo em conta a utilização de uma resistência de 22k Ω , a corrente máxima na entrada é:

$$I_{p-max} = \frac{2 \times V_p}{R_{in} + R_p} = \frac{2 \times 100}{22 \times 10^3 + 250} \approx 9mA \quad (5.16)$$

A corrente máxima na saída corresponde a:

$$I_{s-max} = \frac{2500}{1000} \times I_{p-max} = \frac{2500}{1000} \times (9 \times 10^{-3}) \approx 23mA \quad (5.17)$$

Finalizando, R_{in} deve suportar uma potência mínima de:

$$P_{Rin} \geq \frac{(2 \times V_p)^2}{R_{in}} = \frac{(2 \times 100)^2}{22 \times 10^3} \approx 1,8W \quad (5.18)$$

Considerando:

- V_s = Tensão na saída;
- I_s = Corrente na saída.

R_{out} é dada por:

$$R_{out} = \frac{V_s}{I_s} = \frac{3,3}{23 \times 10^{-3}} \approx 144\Omega \quad (5.19)$$

Devendo suportar uma potência mínima de:

$$P_{Rout} \geq \frac{V_s^2}{R_{out}} = \frac{3,3^2}{144} \approx 76mW \quad (5.20)$$

Com este dimensionamento, por exemplo para uma tensão de 100V na entrada, obtém-se na saída 1,65V. Pelas mesmas razões já referidas, não foi implementado o circuito de conversão de polaridade.

- *Aquisição do sinal de corrente:*

Na figura seguinte mostra-se a configuração de ligação do sensor *LEM LA 25-NP* utilizado na aquisição do sinal de corrente. Com base na respetiva *datasheet*, a ligação escolhida permite uma leitura de 8A nominais e/ou no máximo 12A, respeitando assim os requisitos impostos inicialmente.

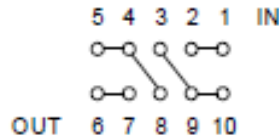


Figura 5.9: Esquemático de ligação do *LEM LA 25-NP* (Opção 3)

À semelhança dos dimensionamentos anteriores, é necessário dimensionar a resistência de saída, R_{out} . Sabe-se que o sinal de saída (M) é disponibilizado em forma de corrente e proporcional ao sinal de entrada, e que para 8A nominais, à saída obtém-se 24mA. Assumindo uma corrente máxima de 12A na entrada, R_{out} vale:

$$R_{out} = \frac{V_{s-max}}{I_{s-max}} = \frac{3,3}{36 \times 10^{-3}} \approx 92\Omega \quad (5.21)$$

Devendo suportar uma potência mínima de:

$$P_{Rout} \geq \frac{V_{s-max}^2}{R_{out}} = \frac{3,3^2}{92} \approx 118mW \quad (5.22)$$

Portanto, partindo dos valores calculados, por exemplo para uma corrente de 8A na entrada, obtém-se na saída 2,2V (3,3V para valor o máximo).

O esquemático do circuito implementado junto do sensor de tensão que permite a conversão do sinal bipolar em unipolar e respetiva simulação, figuras 5.6 e 5.7, são igualmente válidos para o sensor de corrente em questão, obedecendo aos mesmos princípios de funcionamento.

5.1.2 Módulo de proteção

Como o próprio nome sugere, o módulo de proteção² é responsável por garantir que o sistema não se danifica em caso de ocorrência de falha(s), como por exemplo picos de corrente/tensão. Como se verá adiante, implementou-se por meio de *software* um programa com o mesmo propósito. Na realidade o processo de controlo de falhas é mais rápido por meio de *hardware*, no entanto manteve-se as duas soluções.

O circuito de proteção recorre aos sinais oriundos dos *LEMs* de tensão e corrente existentes no circuito de aquisição e a partir deles identifica a gama de valores para o qual o sistema se encontra, ou não, em condições de funcionamento. Para ser mais específico, o dimensionamento dos circuitos onde se incluem os *LEMs* foi realizado de modo a que a aquisição dos sinais pudesse ir além dos valores estipulados. Assim que uma destas variáveis ultrapassar um dos seus limites, inferior ou superior, é detetada a ocorrência, inibindo-se de imediato todos os sinais de comando dos IGBTs existentes no sistema.

As cinco variáveis do sistema monitorizadas pelo circuito de aquisição correspondem igualmente a cinco variáveis onde é possível efetuar a deteção de falhas. Assim, foi necessário pensar numa forma de inibir o sistema em caso de uma ou mais falhas simultâneas. Mostra-se de seguida a sequência de passos exercidos pelo circuito de proteção, simulando uma situação de falha relativa a um dos sinais adquiridos.

1. Para cada um dos sinais medidos existe um comparador que disponibiliza à saída um sinal correspondente ao nível lógico *Low*, quando essa variável se encontra dentro dos limites, ou um sinal correspondente ao nível lógico *High* quando vai além dos mesmos. Neste caso, e visto que se pretende simular uma situação de falha, imagine-se que à saída do referido comparador obtém-se um sinal do tipo *High*;
2. Posteriormente, e recorrendo a um integrado que realiza a operação *OR*, efetua-se a dita operação entre o sinal de nível lógico *High*, com os restantes quatro sinais, também eles provenientes dos respetivos comparadores primários. Como se pode verificar pela tabela 5.1, independentemente desse sinal ser a única falha ou não, é gerado um sinal final de erro de nível lógico *High*, correspondente neste caso à falha relatada;
3. De seguida, o estado desse sinal é “memorizado” num *Flip-Flop* do tipo *Set-Reset*;

²O *footprint* e circuito implementado podem ser consultados no Anexo C e D, respetivamente

Tabela 5.1: Tabela da Verdade *OR*

OR - Tabela da Verdade		
Sinal A	Sinal B	Sinal A+B
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

4. Após a passagem pelo *Flip-Flop*, o referido sinal de erro, antes com o nível lógico *High*, apresenta agora o nível lógico *Low*. De seguida é comparado com todos os sinais de comando provenientes do controlador, inibindo-os, por meio da utilização de um integrado que realiza a operação lógica *AND*. Segundo a tabela 5.2, sempre que existir uma situação de falha, independentemente do sinal vindo do controlador ser *High* ou *Low*, o sinal enviado às *Gates* dos IGBTs apresentará sempre o valor lógico *Low*;

Tabela 5.2: Tabela da Verdade *AND*

AND - Tabela da Verdade		
Sinal A	Sinal B	Sinal A+B
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

5. Mesmo que a variável causadora da falha volte a para valores inferiores ao estabelecido, o sistema continua parado até que um *Reset* do *Flip-Flop* seja feito pelo utilizador.

Com base no modo de funcionamento desejado para o circuito de proteção, mostra-se de seguida os procedimentos tomados para o seu correto dimensionamento.

Circuito de proteção associado ao sinal de tensão e corrente do barramento de entrada

Na tabela 5.3, mostram-se as gamas de aquisição associadas ao sensor de tensão do barramento de entrada.

Tabela 5.3: Limites (eficazes) de aquisição: Sensor tensão do barramento de entrada

Sinal	Limite Inferior (Ef)	Limite Superior (Ef)
Pré-LEM	-288V	288V
Pós-LEM (Bipolar)	-2,3V	2,3V
Pós-LEM (Unipolar)	0,5V	2,8V

Definiu-se que um valor eficaz superior a 250V e inferior a -250V seja considerado como falha. Consequentemente, tem-se que:

Tabela 5.4: Limites de funcionamento sem falha: Sensor tensão do barramento de entrada

	Limite Inferior	Limite Superior
Pré-LEM	-250V	250V
Pós-LEM Bipolar	-2	2V
Pós-LEM Unipolar	0,7V	2,7V

Ou seja, para uma tensão eficaz inferior a -250V ou superior a 250V, os limites inferior e superior a serem impostos pelo circuito de proteção são de 0.7V e 2.7V, respetivamente. Na fig.5.10 mostra-se o esquemático do circuito implementado.

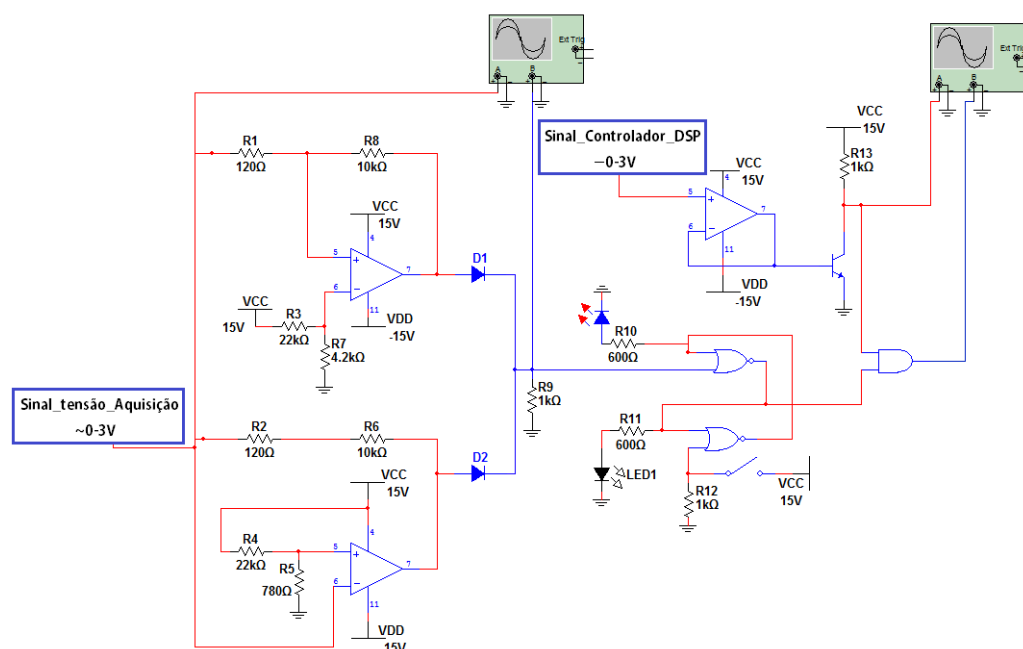


Figura 5.10: Simulação *Multisim* - Esquemático proteção tensão e corrente no barramento entrada

Para validação do circuito apresentado colocou-se na entrada uma onda sinusoidal de valor médio 1.65V com o objetivo de simular os possíveis valores que o sinal de tensão da aquisição possa tomar. Paralelamente introduziu-se uma onda quadrada, também ela de valor médio 1.65V, representando um dos oito possíveis sinais vindos do controlador. Na imagem seguinte, pode-se observar os resultados obtidos.

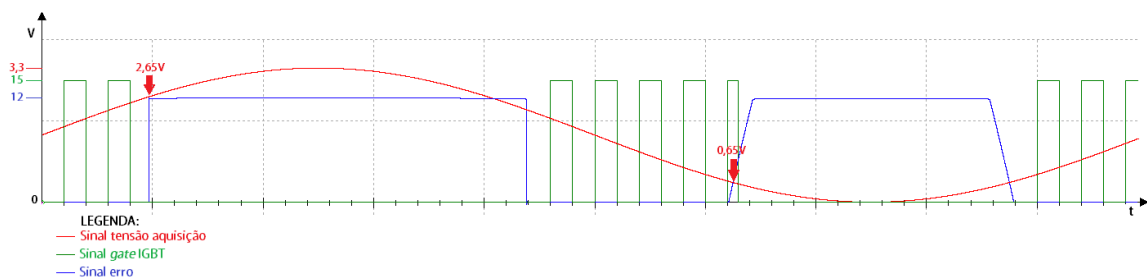


Figura 5.11: Simulação *Multisim* - Simulação proteção tensão no barramento entrada

A fig.5.11 é composta pela simulação de três formas de onda, nomeadamente, o sinal vindo da aquisição (vermelho), o sinal a aplicar no IGBT (verde) e o sinal de ocorrência de erro (azul). Verifica-se que nos primeiros instantes da simulação, como não existe erro (sinal aquisição $< 2.65V$), o sinal destinado ao IGBT corresponde ao sinal imposto pelo controlador. Contudo, quando o sinal de aquisição supera o limite dos $2.65V$ o sinal de erro toma o nível lógico *High* inibindo-o, ou seja, o sinal destinado ao IGBT apresenta agora um nível lógico *Low*. A mesma ordem de ideias é válida para o limite negativo³.

Finda a descrição do processo de proteção associada ao sinal de tensão, chegou agora vez do sinal de corrente. Na tabela 5.5, mostram-se as gamas de aquisição associadas ao sensor de corrente.

Tabela 5.5: Limites de aquisição: Sensor corrente do barramento de entrada

	Limite Inferior	Limite Superior
Pré-LEM	-18A	18A
Pós-LEM Bipolar	-3,3V	3,3V
Pós-LEM Unipolar	0V	3,3V

Definiu-se que um valor superior a 15A e inferior a -15A seja considerado como falha. Consequentemente, tem-se que:

Tabela 5.6: Limites de funcionamento sem falha: Sensor corrente do barramento de entrada

	Limite Inferior	Limite Superior
Pré-LEM	-15A	15A
Pós-LEM Bipolar	-2,75V	2,75V
Pós-LEM Unipolar	0,4V	2,9V

O circuito de proteção implementado neste caso é idêntico ao do sensor de tensão (fig.5.11), variando apenas os valores de R_5 e R_7 que valem agora 680Ω e $5k\Omega$, respetivamente. De seguida mostra-se a simulação resultante após realizadas as referidas alterações.

³Considerando a fig.5.11 e as restantes que se seguem, quando o sinal de erro volta a zero, o sinal do IGBT volta novamente a ficar desinibido, no entanto isto só foi possível devido ao *reset* do *Flip-Flop*, realizado manualmente ao longo da simulação

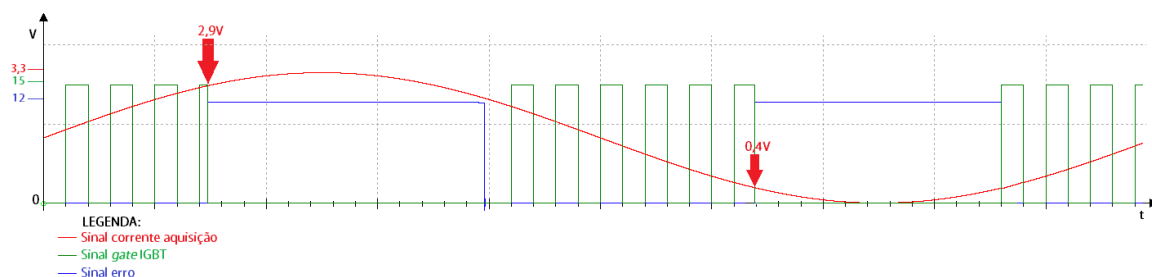


Figura 5.12: Simulação *Multisim* - Simulação proteção corrente no barramento entrada

O que foi dito relativamente à simulação do circuito de proteção do sinal de tensão é igualmente válido para este caso. Repare-se que a única alteração surge apenas no valor do limite superior e inferior, tal como pretendido.

Circuito de proteção associado ao sinal de tensão do barramento DC

Na tabela 5.7, mostram-se as gamas de aquisição associadas ao sensor de tensão do barramento DC.

Tabela 5.7: Limites de aquisição: Sensor tensão do barramento DC

	Limite Inferior	Limite Superior
Pré-LEM	-	500V
Pós-LEM (Unipolar)	-	3,3V

Ao contrário do que acontece no caso anterior, neste barramento esperam-se apenas valores positivos, ou seja, trata-se de um sinal unipolar. Consequentemente definiu-se apenas o limite superior para o circuito de proteção. Visto que a tensão no barramento DC rondará os 400V definiu-se como limite máximo admissível 450V, correspondentes a 3V no sinal pós-LEM.

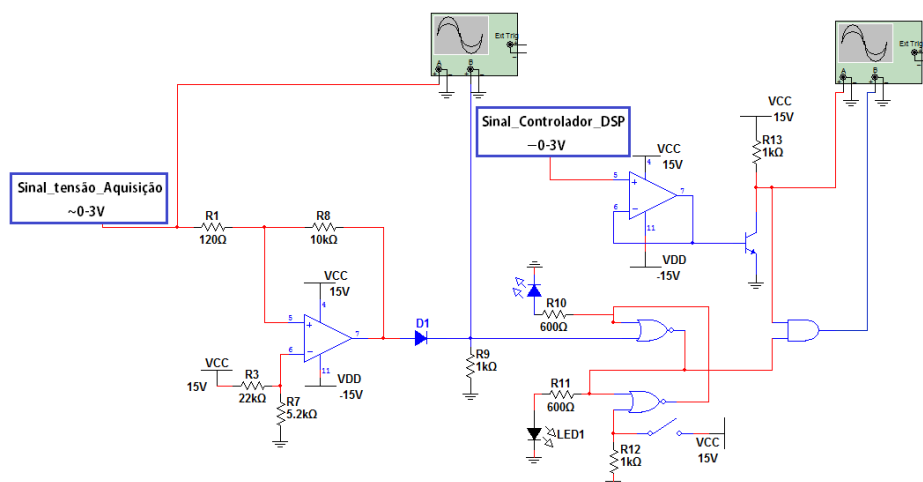


Figura 5.13: Simulação *Multisim* - Esquemático proteção tensão no barramento DC

Comparativamente com o circuito da fig.5.10, este último apresenta menos um comparador devido à já referida não necessidade de um limite inferior. Relativamente ao comparador que define o limite superior, procedeu-se apenas à atualização do seu valor de referência para os ditos 3V, atualizando-se para tal o valor de R_7 para $5.2k\Omega$. De resto, o seu funcionamento é equivalente. Deste modo, na figura seguinte ilustra-se o resultado obtido na sua simulação.

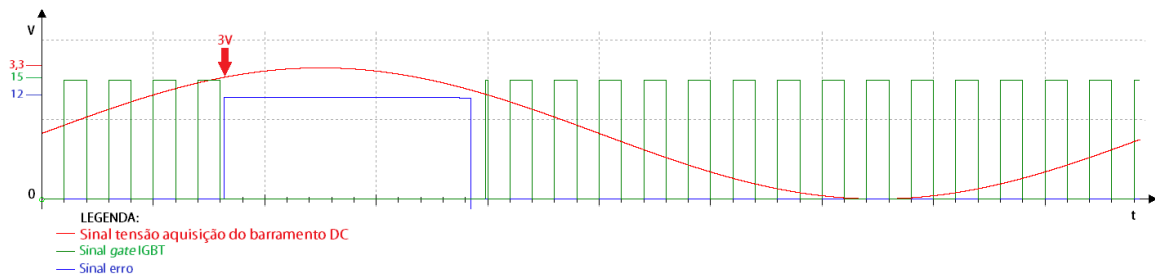


Figura 5.14: Simulação *Multisim* - Simulação proteção tensão no barramento DC

Verifica-se que de facto apenas se encontra definido o limite superior, ou seja, quando o sinal de tensão oriundo do *LEM* de tensão do barramento DC excede os 3V (correspondentes a 450V) o nível lógico do sinal de erro muda para *High*, permitindo assim a inibição dos sinais de comando dos IGBTs (sinal a verde).

Circuito de proteção associado ao sinal de tensão e corrente dos *packs* de baterias (carga)

Para terminar a temática dos circuitos de proteção, apresenta-se o dimensionamento feito para o circuito de proteção associado à tensão e corrente na carga. Na tabela 5.8, mostram-se as gamas de aquisição relativas ao sensor de tensão associado.

Tabela 5.8: Limites de aquisição: Sensor tensão associado aos *packs* de baterias

	Limite Inferior	Limite Superior
Pré-LEM	-	200V
Pós-LEM (Unipolar)	-	3,3V

Deseja-se uma vez mais definir apenas o limite superior uma vez que não são consideradas tensões negativas aos terminais dos *packs* de baterias. Recorde-se que o circuito implementado no respetivo módulo de aquisição foi dimensionado para um valor máximo de 200V, no entanto optou-se por definir o limite superior da gama de valores aceitáveis nos 120V. Por relação linear dos valores da tabela 5.8, 120V corresponde a um sinal pós-*LEM* igual a 2V.

O circuito implementado é igual ao da fig.5.13, tendo-se ajustado apenas o valor de R_7 para $3.2k\Omega$. Na figura seguinte apresenta-se o resultado obtido na respetiva simulação.

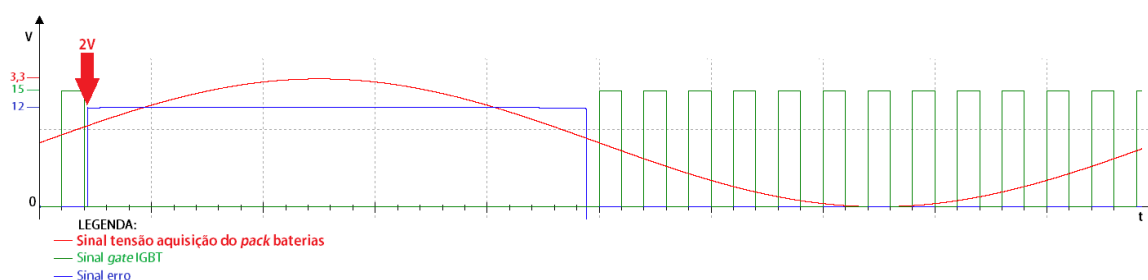


Figura 5.15: Simulação *Multisim* - Simulação proteção tensão associada aos *packs* de baterias

Observe-se que para valores superiores a 2V o sinal de erro muda de imediato para o nível lógico *High*, inibindo os sinais de comando dos IGBTs (sinal a verde) enquanto o sinal de erro mantiver esse estado e/ou até que seja realizado um *Reset*.

Por último, a proteção associada ao sinal de corrente na carga. Ao contrário da tensão, esta pode tomar negativos, nomeadamente na situação de um trânsito de potência das baterias para a rede. Na tabela 5.9, mostram-se as gamas de aquisição associadas ao sensor de corrente.

Tabela 5.9: Limites de aquisição: Sensor corrente associado aos *packs* de baterias

	Limite Inferior	Limite Superior
Pré-LEM	-12A	12A
Pós-LEM Bipolar	-3,3V	3,3V
Pós-LEM Unipolar	0V	3,3V

Definiu-se que um valor superior a 8A e inferior a -8A é considerado como falha. Consequentemente, tem-se que:

Tabela 5.10: Limites de funcionamento sem falha: Sensor corrente associado aos *packs* de baterias

	Limite Inferior	Limite Superior
Pré-LEM	-8A	8A
Pós-LEM Bipolar	-2,2V	2,2V
Pós-LEM Unipolar	0,6V	2,8V

O circuito de proteção implementado neste caso é idêntico ao do sensor de corrente do barramento de entrada (fig.5.6), variando apenas o valor de R_5 e R_7 que valem agora $1k\Omega$ e $4,7k\Omega$, respetivamente. De seguida mostra-se a simulação resultante após realizadas as referidas alterações.

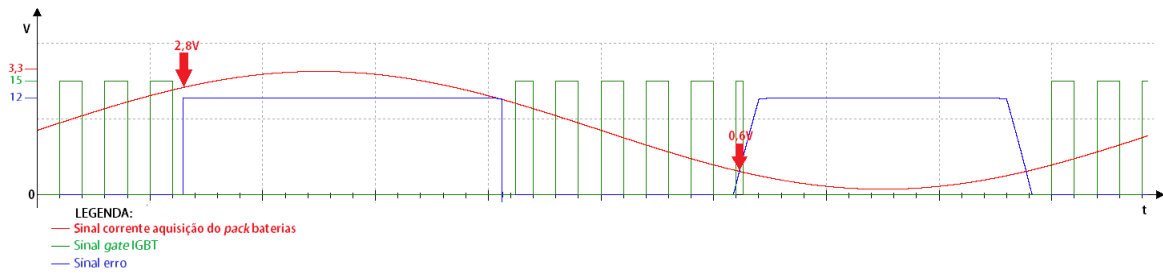


Figura 5.16: Simulação *Multisim* - Simulação proteção corrente associada aos *packs* de baterias

5.1.3 Módulo de *drive* de sinal para os IGBTs

O circuito de *drive*⁴ tem como propósito adequar os sinais de comando, gerados pelo controlador, a cada IGBT, e paralelamente isolar o circuito de comando do circuito de potência. Assim, com base nos requisitos impostos, optou-se por utilizar o optoacoplador *HCPL3180* [43], visto ser capaz de realizar as duas tarefas em simultâneo, evitando assim a utilização de mais componentes. Na fig.5.17 mostra-se o esquemático do circuito em causa.

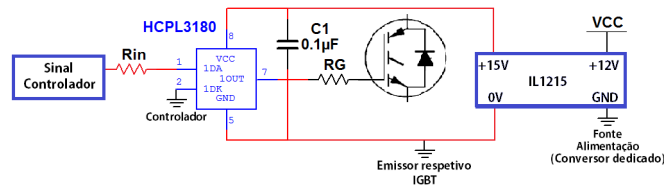


Figura 5.17: Esquemático do circuito de *drive* de sinal

Como se pode observar, de modo a assegurar o completo isolamento entre circuitos, aliou-se ao isolamento ótico uma alimentação independente a cada optoacoplador por meio de um conversor DC-DC *IL1215* [44], permitindo igualmente ajustar o sinal com a tensão e corrente requerida pelo IGBT.

De seguida apresenta-se o dimensionamento das resistências utilizadas no circuito.

O valor da resistência R_{in} é calculado por meio da divisão do valor de tensão do sinal de entrada pela corrente mínima admitida pelo optoacoplador, ou seja:

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in-max}} = \frac{10}{10 \times 10^{-3}} = 1k\Omega \quad (5.23)$$

A resistência R_G apresenta uma relação direta com a velocidade de comutação do IGBT, devendo o seu valor ser preciso. Como tal, considerou-se o valor sugerido pelo fabricante, nomeadamente 5Ω .

Visto que o circuito de potência é composto por oito IGBTs, o circuito de drive apresentado foi replicado oito vezes.

⁴O *footprint* e circuito implementado podem ser consultados no Anexo C e D, respetivamente

5.1.4 Módulo de potência

Relembrando o que já foi dito no Capítulo 3, o módulo de potência⁵ é constituído pelos dois conversores, o AC-DC multinível e o DC-DC *Buck-Boost*, tendo-se utilizado IGBTs em ambos, dadas as características de potência e frequência envolvidas. As respetivas topologias e dimensionamentos também já foram apresentados nesse mesmo capítulo.

5.2 Software

De modo a efetuar o devido controlo e monitorização do sistema é necessário configurar o controlador (DSP) para a realização de diversas tarefas, nomeadamente, aquisição dos sinais vindos dos diversos *LEMs*, controlo do próprio sistema e condicionamento dos sinais PWM oriundos da malha de controlo. Assim sendo, neste ponto apresenta-se a descrição dos vários blocos responsáveis pela realização das referidas tarefas. Na fig.5.18 mostra-se o respetivo diagrama de blocos.

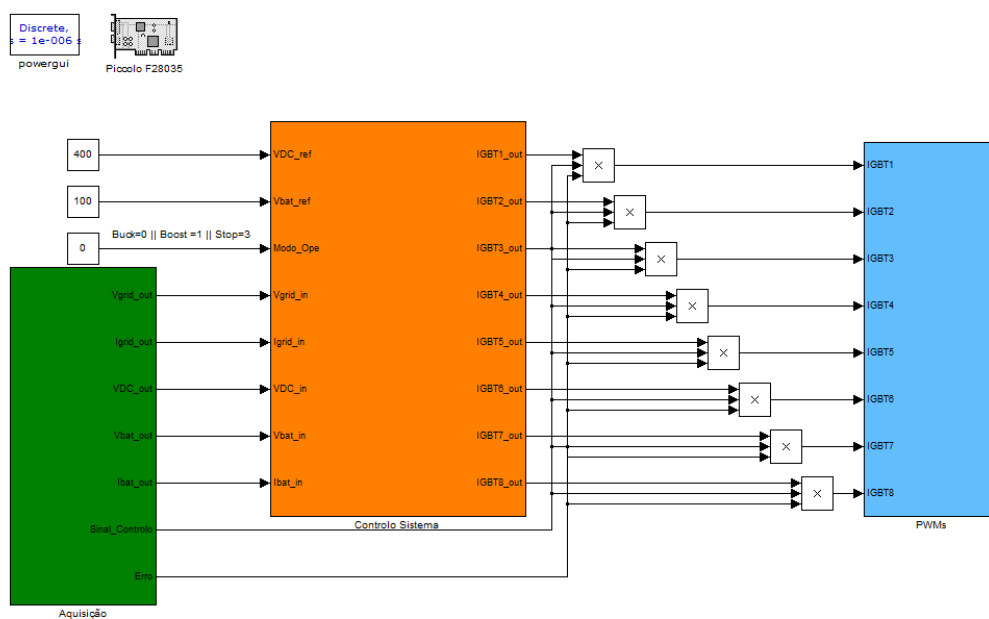


Figura 5.18: Diagrama de blocos relativo ao controlo do sistema

Observando a figura, verifica-se que o digrama de blocos se encontra dividido em 3 blocos principais, correspondentes às 3 macro-tarefas atribuídas ao controlador. Observe-se igualmente a possibilidade de definir as referências de tensão para o barramento DC e para as baterias, e também o modo de operação desejado.

⁵O *footprint* e circuito implementado podem ser consultados no Anexo C e D, respetivamente

5.2.1 Bloco de aquisição de sinal

É no bloco de aquisição, representado na fig.5.18 pela cor verde, que se definem os ADCs responsáveis pela aquisição dos 5 sinais relativos aos *LEM*s implementados e dos 2 sinais representativos de ocorrência de falha do sistema e início/paragem do mesmo, respetivamente. Observe-se a figura seguinte.

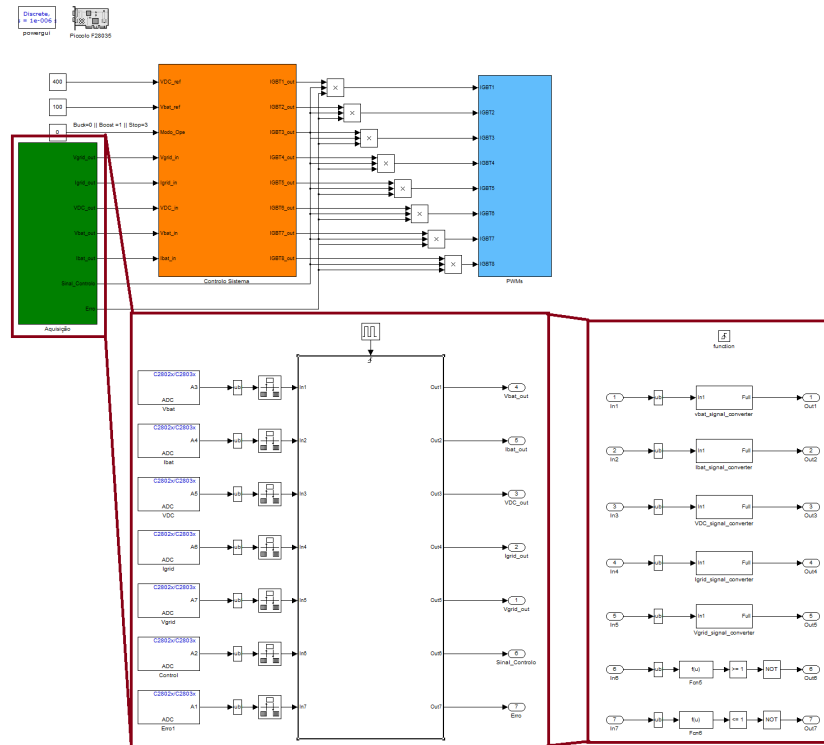


Figura 5.19: Bloco Aquisição

No que diz respeito aos sinais vindos dos *LEM*s, foi necessário reescala-los de forma a que o bloco de controlo (a laranja) os recepcione nas devidas gamas de valores. Por exemplo, o sinal de tensão da rede, à saída do ADC, é representado por um valor entre 0 (0V) e 4095 (3,3V). Para o bloco de controlo esse número não faz qualquer sentido, como tal foi convertido por forma a representar o verdadeiro valor de tensão que, numa situação normal, rondará os $\pm 230V$ eficazes. O mesmo é válido para o sinal de erro e de início/paragem do sistema. Repare-se que estes dois últimos encontram-se diretamente relacionados com os sinais PWM provenientes do bloco de controlo. Definiu-se que aquando a ocorrência de uma falha do sistema, representada por um valor inferior a 1240 no respetivo ADC, esses sinais PWM fossem inibidos. A mesma ordem de ideias é válida para o sinal de início/paragem do sistema, neste caso o sistema encontra-se parado (inibido) sempre que o respetivo ADC apresente um valor inferior a 2480.

5.3 Monitorização do sistema

De modo a tornar a interação com o sistema mais agradável, recorreu-se à ferramenta GUI (*Graphical User Interface*) do *Matlab* para desenvolver uma interface que permita ao utilizador monitorizar em tempo real as principais variáveis do sistema e também que possibilite dar início/terminar a operação do mesmo. O aspeto geral da referida interface pode ser visualizado de seguida.

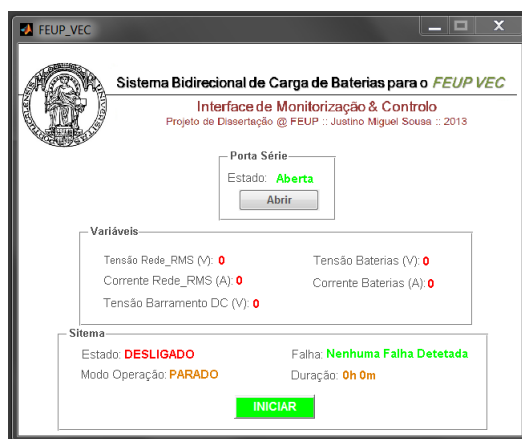


Figura 5.22: Interface de monitorização e controlo do sistema

Como se pode observar, a interface é constituída por um botão que permite inicializar e/ou finalizar o envio de dados pela porta série, por um campo que nos permite visualizar a tensão e corrente em vários pontos do sistema e por um outro onde se mostra o modo de operação selecionado, a ocorrência de falhas, entre outros. Essa visualização é ativada assim que se pressiona o botão *Iniciar* e termina com o pressionar do botão *Parar*. Na fig.5.23 exemplifica-se a sua operação⁶.

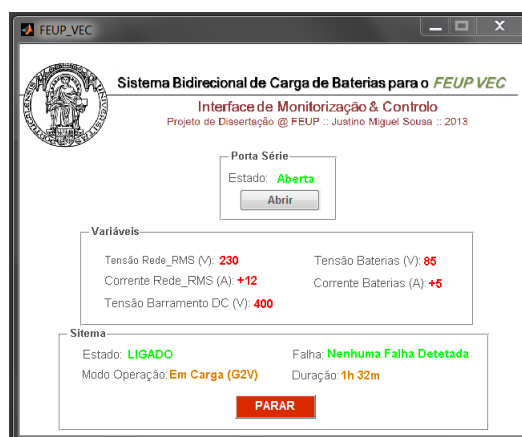


Figura 5.23: Interface de monitorização e controlo do sistema: Exemplo de Operação

⁶Note-se que a figura agora apresentada consiste num exemplo de operação. Na realidade encontra-se em falta configuração de algumas das variáveis apresentadas

5.4 Conclusão

No que diz respeito ao tópico de *Hardware*, apresentaram-se as várias soluções que constituem o sistema de carga. Todos os módulos apresentados, excetuando o de potência, foram validados por meio de testes em *breadboards* tendo-se posteriormente passado a módulos em PCBs.

No tópico *Software* apresentaram-se os diagramas de blocos, implementados em *Simulink*, responsáveis pela calibração dos sinais vindos do módulo de aquisição, entretanto introduzidos nos *ADCs*, pelo controlo propriamente dito e pelo envio dos sinais de comando, provenientes do agora referido bloco de controlo, para as respetivas saídas do controlador. Por fim viu-se a interface de monitorização criada, também ela desenvolvida em ambiente *Matlab*, recorrendo-se para tal à ferramenta GUI.

Assim sendo, mostram-se de seguida os resultados dos testes efetuados aos módulos e ao sistema.

Capítulo 6

Testes e Resultados

Depois de apresentado o estudo teórico e os módulos que constituem o sistema, mostram-se de seguida os resultados dos testes realizados em ambiente laboratorial.

6.1 Teste ao módulo de aquisição de sinal

De modo a testar o módulo de aquisição, recorreu-se ao *LEM* de tensão que será utilizado para sensorização do sinal de tensão da rede. Tratando-se de um sinal bipolar, este é um dos casos em que é necessário convertê-lo para unipolar, devidos às razões já enunciadas previamente. Observe-se a fig.6.1.

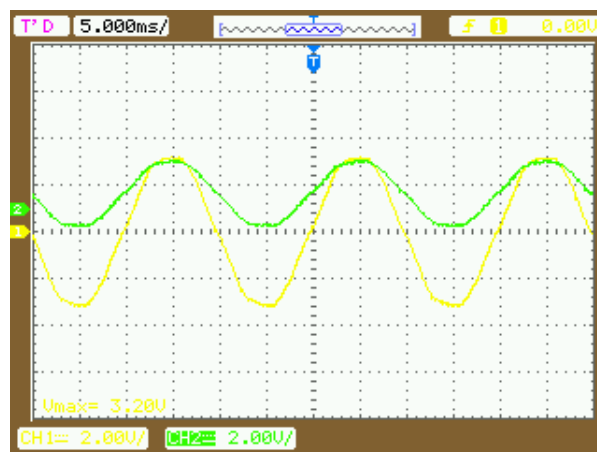


Figura 6.1: Teste ao módulo de aquisição: sinal tensão bipolar (amarelo); sinal tensão unipolar (verde)

O sinal representado pela onda amarela corresponde ao valor de tensão medido diretamente da rede elétrica. Por outro lado, o sinal a verde mostra a consequência da conversão do sinal bipolar, agora transformado, num sinal unipolar, capaz de ser lido pelos ADCs do controlador. No módulo existem dois outros sub-circuitos com o mesmo objetivo, com a mesma topologia e modo de operação, como tal não se considerou necessária a apresentação dos respetivos testes.

Lembre-se que existem ainda outros dois sinais para o qual foi dispensável a utilização deste circuito, pois exibem logo à partida uma característica unipolar, ou seja, semelhante ao sinal a verde exemplificado na figura anterior.

6.2 Teste ao módulo de proteção

As razões que levaram à implementação do circuito de proteção já foram mencionadas no capítulo 5. Tratando-se de um circuito algo complexo e de modo a esclarecer alguma dúvida que tenha surgido ao longo da apresentação teórica, mostra-se de seguida o resultado do teste efetuado ao sub-circuito responsável pela imposição de um limite mínimo e máximo ao sinal vindo do circuito de aquisição.

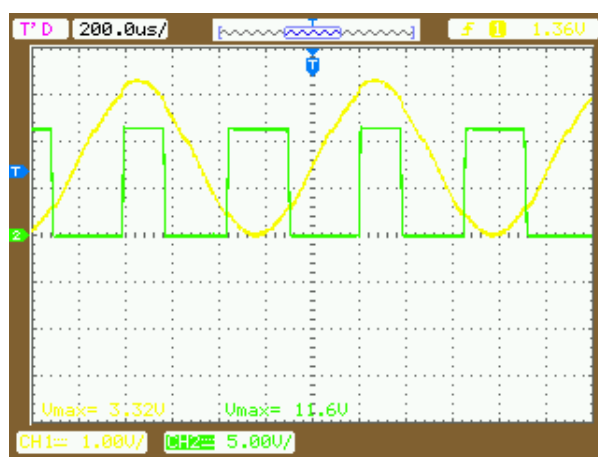


Figura 6.2: Teste ao módulo de proteção: sinal *LEM* bipolar – adaptado (amarelo); sinal de erro (verde)

Para efeitos de teste, considerou-se um limite mínimo e máximo na ordem dos 500mV e 3V, respetivamente. Com base na fig.6.2, observe-se que para valores inferiores a 500mV e superiores a 3V gera-se um sinal de erro (sinal verde), sendo posteriormente comparado com os restantes sinais de erro, dos restantes sub-circuitos. Se algum deles apresentar um nível lógico *High*, um sinal de inibição é imediatamente produzido, bloqueando assim a operação dos IGBTs. À semelhança do módulo de aquisição, também este se replicou por três vezes, nomeadamente, para os sinais relativos à tensão e corrente da rede e para o sinal de corrente do *pack* de baterias, todos eles originalmente bipolares. Para os restantes, não é necessário impor um limite mínimo, como tal basta impor um limite superior. Observe-se a fig.6.3.

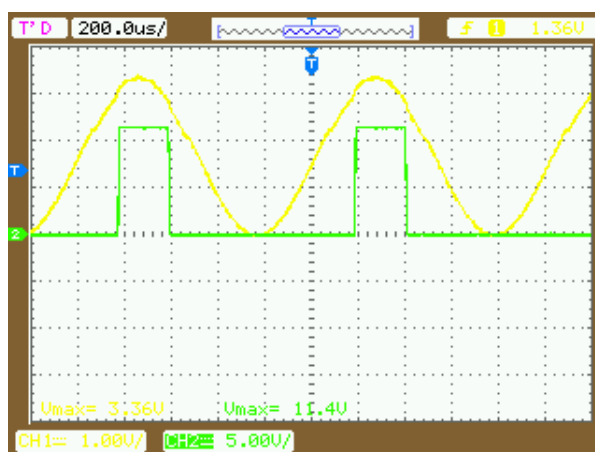


Figura 6.3: Teste ao módulo de proteção: sinal *LEM* unipolar (amarelo); sinal de erro (verde)

Verifica-se que de facto existe apenas um limite superior, ou seja, um sinal de erro é gerado assim que o sinal de entrada passar, neste caso, a marca dos 3V. O procedimento seguinte é equivalente ao referido no parágrafo anterior. Para finalizar, mostra-se um exemplo da não ocorrência de erros, ou seja, a gama de valores onde se encontra a onda a amarelo encontra-se abaixo dos limites definidos, resultando numa normal operação do sistema, fig.6.4.

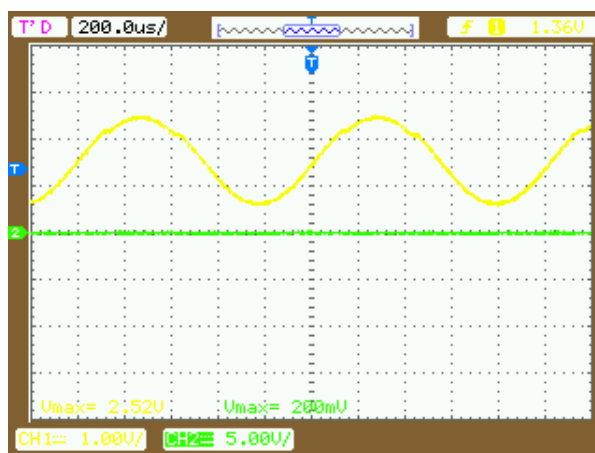


Figura 6.4: Teste ao módulo de proteção: sinal *LEM* unipolar/bipolar (amarelo); sinal de erro (verde), inexistente

6.3 Teste ao módulo de *drive* de sinal

Comparativamente com os restantes módulos, o de *drive* apresenta-se como o mais simples, pois tem apenas como função realizar o devido condicionamento do sinal proveniente do controlador. Note-se que devido à necessidade de se fazer a comparação lógica destes últimos com os sinais de erro gerados no circuito de proteção, o valor de tensão do sinal resultante encontra-se agora nos 10V. Assim, na figura seguinte pode-se visualizar um exemplo de funcionamento deste

módulo, tendo-se para tal colocado na entrada um sinal (amarelo) com a mesma amplitude em tensão aqui expectável e o respetivo sinal de saída (verde), totalmente isolado e com uma amplitude de 15V, tal como é requerido pelo(s) IGBT(s) escolhidos.

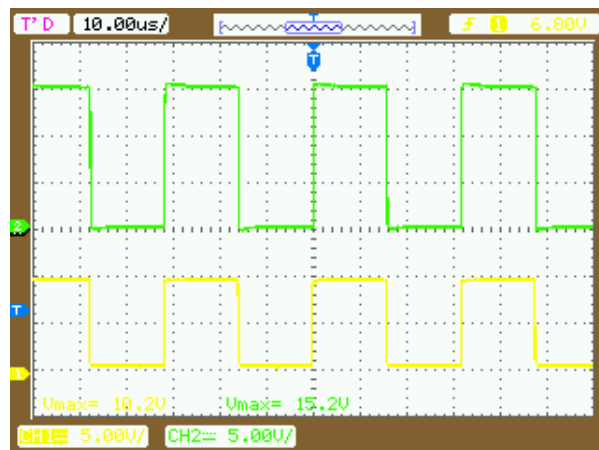


Figura 6.5: Teste ao módulo de *drive*: sinal entrada (amarelo); sinal saída (verde)

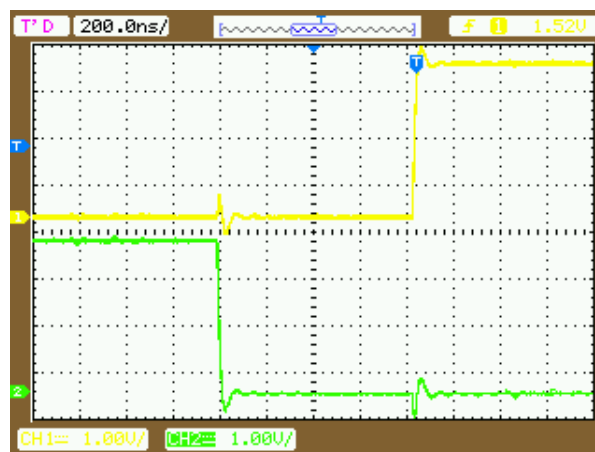
6.4 Testes diversos

Ao contrário do que acontece em ambiente de simulação, a (des)ativação de um IGBT não é instantânea, ou seja, apresenta um *delay* quando é requisitada uma mudança no estado de operação. Esses valores de *delay* são disponibilizados na *datasheet* do respetivo componente, sendo neste caso dados por:

- *Turn-on delay time + Rise time*: 139ns;
- *Turn-off delay time + Fall time*: 700ns.

Assim, de modo a evitar a ocorrência de curto-circuitos entre as comutações sucessivas dos IGBTs, deve-se ter em conta os valores apresentados e garantir um *Dead Time* superior a estes últimos.

A fig.6.6 exemplifica o conceito de *Dead Time* implementado em cada um dos blocos PWM. Observe-se que o tempo entre (des)ativação dos sinais é superior à soma dos dois *delays*, garantindo-se assim a comutação eficiente dos IGBTs.

Figura 6.6: *Dead Time*

6.5 Conclusão

No presente capítulo mostraram-se os resultados obtidos com testes realizados em ambiente laboratorial. De seguida são apresentadas as principais conclusões do trabalho desenvolvido e sugestões para desenvolvimentos futuros.

Capítulo 7

Conclusão e Desenvolvimentos Futuros

Neste capítulo final abordam-se as principais conclusões retiradas ao longo do trabalho desenvolvido, seguindo-se algumas propostas para trabalho futuro. De facto, o trabalho desenvolvido foi uma mais-valia no sentido em que permitiu sedimentar conhecimentos adquiridos no passado e igualmente adquirir outros na área da eletrónica de potência e não só. Partindo do estudo teórico, passando pelo ambiente de simulação e finalizando na implementação do protótipo e respetivos testes, todos estes estádios do projeto possibilitaram ter uma melhor perceção do que é a verdadeira ciência da engenharia.

7.1 Conclusões da dissertação

Na perspetiva do autor, a realização deste projeto permitiu aprofundar vários conceitos associados à temática dos EVs, obviamente com uma maior ênfase sobre o módulo de carregamento, tema base desta dissertação.

Com o estudo aqui apresentado verificou-se que os conversores multinível são uma opção competitiva e vantajosa na zona da média-alta tensão mostrando-se capazes de suportar maiores tensões sem comprometer o respetivo espectro harmónico. Apesar de dispensável, optou-se pela inclusão de um conversor DC-DC de modo a permitir um maior e melhor controlo da tensão e corrente associadas aos *packs* de baterias. Com isto criou-se um sistema bidirecional funcional e capaz, pelo menos em teoria, de exercer os requisitos mínimos e respeitando os limites impostos.

Note-se que uma das mais-valias deste sistema assenta na não necessidade de um sistema transformador, tal como acontece nas topologias de conversão bidirecional mais comuns, evitando assim que o sistema se torne mais volumoso e pesado.

Esta parceria pode não ser inédita mas é pelo menos incomum, consequentemente alguns problemas foram surgindo resultado, em certos casos, da má informação ou da falta dela. Convém salientar que o processo de validação do sistema em ambiente de simulação foi um tanto penoso, resultando num gasto excessivo de tempo nesta temática que se refletiu posteriormente ao nível do tempo disponível para montagem e teste do sistema. Tal deveu-se ao facto de não se ter conseguido inicialmente obter os resultados relatados nos documentos científicos no qual se baseou este

trabalho, tendo-se então procedido à busca de alternativas. Contudo os resultados finais obtidos, em termos de simulação, mostram que o sistema em causa se apresenta como uma boa solução, respeitando as normas impostas pela respetiva entidade reguladora.

Desde de início que existiu uma preocupação na construção do protótipo, tendo-se optado por uma estrutura modular idealizada de modo a minimizar possíveis perdas e ruídos passíveis de afetar a operação do sistema. Uma vez implementados, realizaram-se vários testes individualizados que permitiram a sua validação. Para a realização de testes ao sistema na sua totalidade optou-se por, inicialmente, utilizar um nível de potência inferior. Este facto, aliado à necessidade da discretização do sistema de controlo, implicou a sua reconfiguração, nomeadamente ao nível dos controladores lineares nele existentes. Infelizmente esta tarefa não foi concluída com sucesso, comprometendo assim a realização dos testes finais e com isso, a não validação do sistema. Contudo, e com base nos resultados obtidos em ambiente de simulação, prevê-se que quando resolvida esta situação seja possível obter na prática os mesmos resultados.

7.2 Desenvolvimentos futuros

O trabalho aqui apresentado tem a possibilidade de ser otimizado em diversos pontos, como tal deixam-se aqui algumas sugestões passíveis de se desenvolverem futuramente.

Apesar dos diversos módulos implementados terem sido testados e validados, tal como referido anteriormente, não se efetuaram testes ao sistema na sua totalidade, como tal a primeira tarefa passa pela realização dos mesmos, de modo a validá-lo definitivamente.

De modo a tirar um maior proveito dos métodos de controlo utilizados, sugere-se o desenvolvimento de um modelo completo e funcional dos conversores, permitindo assim otimizar os ganhos dos diversos PIs/PIDs utilizados.

A interface de monitorização encontra-se num nível muito rudimentar, possibilitando apenas a observação de algumas variáveis do sistema. Como tal, tendo em conta as potencialidades do controlador considerado e da sua utilização em parceria com o *Matlab*, podem-se abranger outros serviços, como por exemplo a inclusão de um sistema de comunicação com um possível supervisor que seja capaz de exercer serviços avançados na rede, ou simplesmente que permita a disponibilização remota da informação do estado de carga/descarga do veículo ao utilizador.

Ao nível do *hardware*, apesar de ter sido idealizado com o intuito de minimizar o espaço ocupado, a sua estrutura de suporte pode e deve ser reforçada de modo a não sofrer com as possíveis oscilações a que neste momento se encontra vulnerável. Além disso, pode-se tentar alterar a disposição dos vários módulos de modo a minimizar ainda mais as suas interligações. Complementarmente, pode-se introduzir um sistema de monitorização da temperatura dos elementos mais críticos.

Anexo A

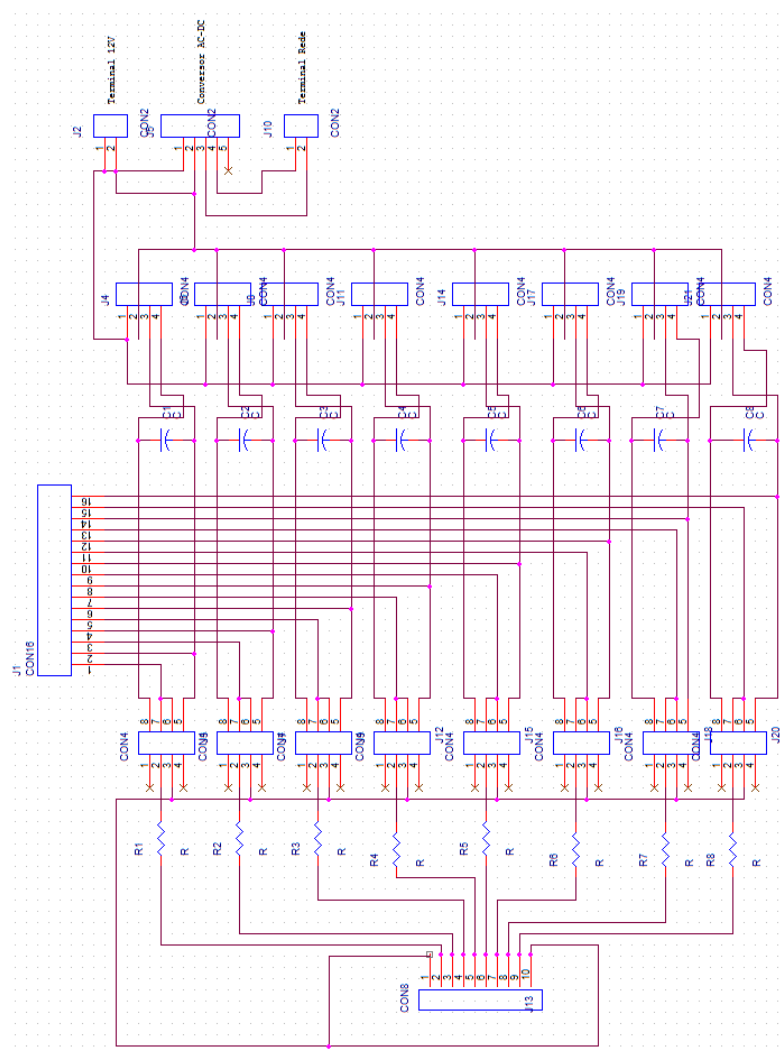
Planeamento

ID	Task Name	Duration	Start	Finish
1	Sistema de Carga de Baterias Bidirecional para o FEUP VEC	183 days	Thu 01-11-12	Sun 14-07-13
2				
3	:: Introdução e organização do projeto	11 days	Thu 01-11-12	Thu 15-11-12
4	Familiarização com o tema	6 days	Thu 01-11-12	Thu 08-11-12
5	Recolha de dados caraterísticos do projeto	6 days	Thu 01-11-12	Thu 08-11-12
6	Planeamento	5 days	Fri 09-11-12	Thu 15-11-12
7	Desenvolvimento de uma plataforma WEB	11 days	Thu 01-11-12	Thu 15-11-12
8				
9	:: Revisão Bibliográfica e Análise de Requisitos	61 days	Fri 16-11-12	Fri 08-02-13
10	Estudo da topologia dos veículos elétricos em voga na atualidade	11 days	Fri 16-11-12	Fri 30-11-12
11	Estudo dos sistemas de conversão AC-DC bidirecionais	10 days	Sat 01-12-12	Thu 13-12-12
12	ENTREGA DO RELATÓRIO DE PROGRESSO	1 day	Fri 14-12-12	Fri 14-12-12
13	Estudo dos sistemas de controlo de tensão/frequência	12 days	Sat 15-12-12	Mon 31-12-12
14	Estudo das topologias e requisitos para interface com a rede (G2V e V2G)	16 days	Tue 01-01-13	Tue 22-01-13
15	Estudo das baterias utilizadas em veículos elétricos	9 days	Wed 23-01-13	Sun 03-02-13
16	Realização da análise de requisitos	2 days	Mon 04-02-13	Tue 05-02-13
17	ENTREGA DA VERSÃO PROVISÓRIA DO RELATÓRIO INTERMÉDIO AO ORIENTADOR PARA REVISÃO FINAL	1 day	Wed 06-02-13	Wed 06-02-13
18	POSSÍVEIS CORREÇÕES NO RELATÓRIO INTERMÉDIO	2 days	Thu 07-02-13	Fri 08-02-13
19	ENTREGA DO RELATÓRIO INTERMÉDIO FINAL AO ORIENTADOR E ÀS ENTIDADES NECESSÁRIAS	1 day	Fri 08-02-13	Fri 08-02-13
20				
21	:: Escolha e Simulação do Sistema de Carregamento	37 days	Sat 09-02-13	Sun 31-03-13
22	Estudo aprofundado de todo o sistema de carga selecionado	16 days	Sat 09-02-13	Fri 01-03-13
23	Realização e validação em ambiente de simulação do conversor AC-DC bidirecional	22 days	Sat 02-03-13	Sun 31-03-13
24	Realização e validação em ambiente de simulação do sistema de controlo	22 days	Sat 02-03-13	Sun 31-03-13
25	Realização e validação em ambiente de simulação da interface com a rede	22 days	Sat 02-03-13	Sun 31-03-13
26				
27	:: Implementação do Sistema Projetado	35 days	Mon 01-04-13	Fri 17-05-13
28	Conceção do subsistema de controlo	25 days	Mon 01-04-13	Fri 03-05-13
29	Conceção do subsistema de interface com a rede	25 days	Mon 01-04-13	Fri 03-05-13
30	Conceção do subsistema da estrutura de potência	25 days	Mon 01-04-13	Fri 03-05-13
31	Conceção do sistema de carregamento final partindo da junção dos diversos subsistemas	11 days	Sat 04-05-13	Fri 17-05-13
32				
33	:: Testes Intermédios, Recolha de Dados e Validação Final do Sistema	11 days	Sat 18-05-13	Fri 31-05-13
34	Testes em malha aberta do sistema de carga e respetiva análise de dados	6 days	Sat 18-05-13	Fri 24-05-13
35	Testes em malha fechada do sistema de carga e respetiva análise de dados	6 days	Sat 25-05-13	Fri 31-05-13
36				
37	:: Integração do sistema de carregamento no FEUP VEC e Testes Finais	16 days	Sat 25-05-13	Fri 14-06-13
38	Desenho e conceção da plataforma de suporte para o sistema de carga no FEUP VEC	6 days	Sat 25-05-13	Fri 31-05-13
39	Implementação do sistema de carga e respetivo suporte no FEUP VEC	6 days	Sat 01-06-13	Fri 07-06-13
40	Testes finais	6 days	Sat 08-06-13	Fri 14-06-13
41				
42	:: Relatório Final	31 days	Mon 20-05-13	Mon 01-07-13
43	ELABORAÇÃO DA VERSÃO PROVISÓRIA DO RELATÓRIO FINAL	26 days	Mon 20-05-13	Sun 23-06-13
44	ENTREGA DA VERSÃO PROVISÓRIA DO RELATÓRIO FINAL AO ORIENTADOR PARA REVISÃO FINAL	5 days	Mon 24-06-13	Fri 28-06-13
45	POSSÍVEIS CORREÇÕES NO RELATÓRIO FINAL	2 days	Sat 29-06-13	Sun 30-06-13
46	ENTREGA DO RELATÓRIO FINAL AO ORIENTADOR E ÀS ENTIDADES NECESSÁRIAS	1 day	Mon 01-07-13	Mon 01-07-13

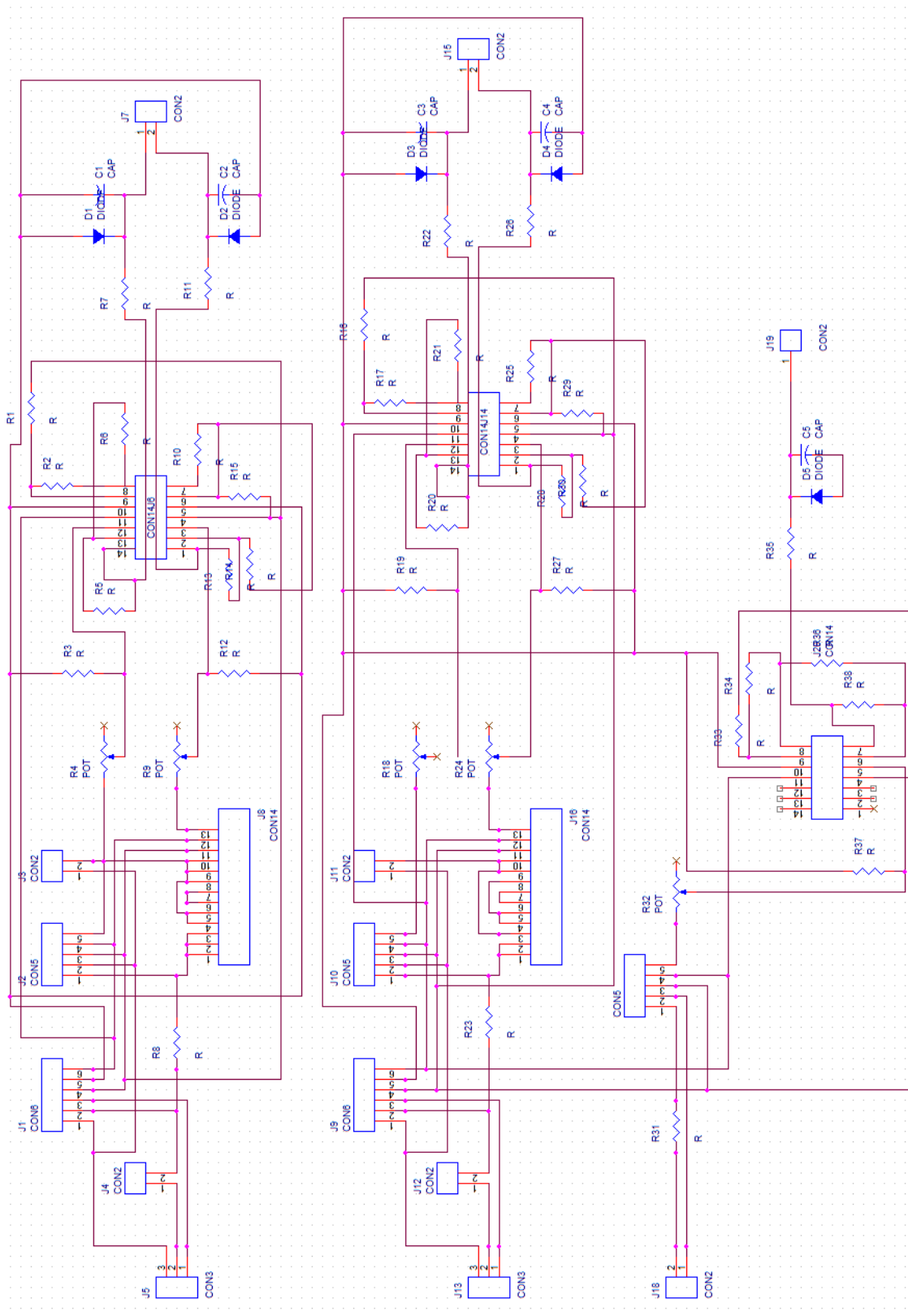
Anexo B

Esquemáticos

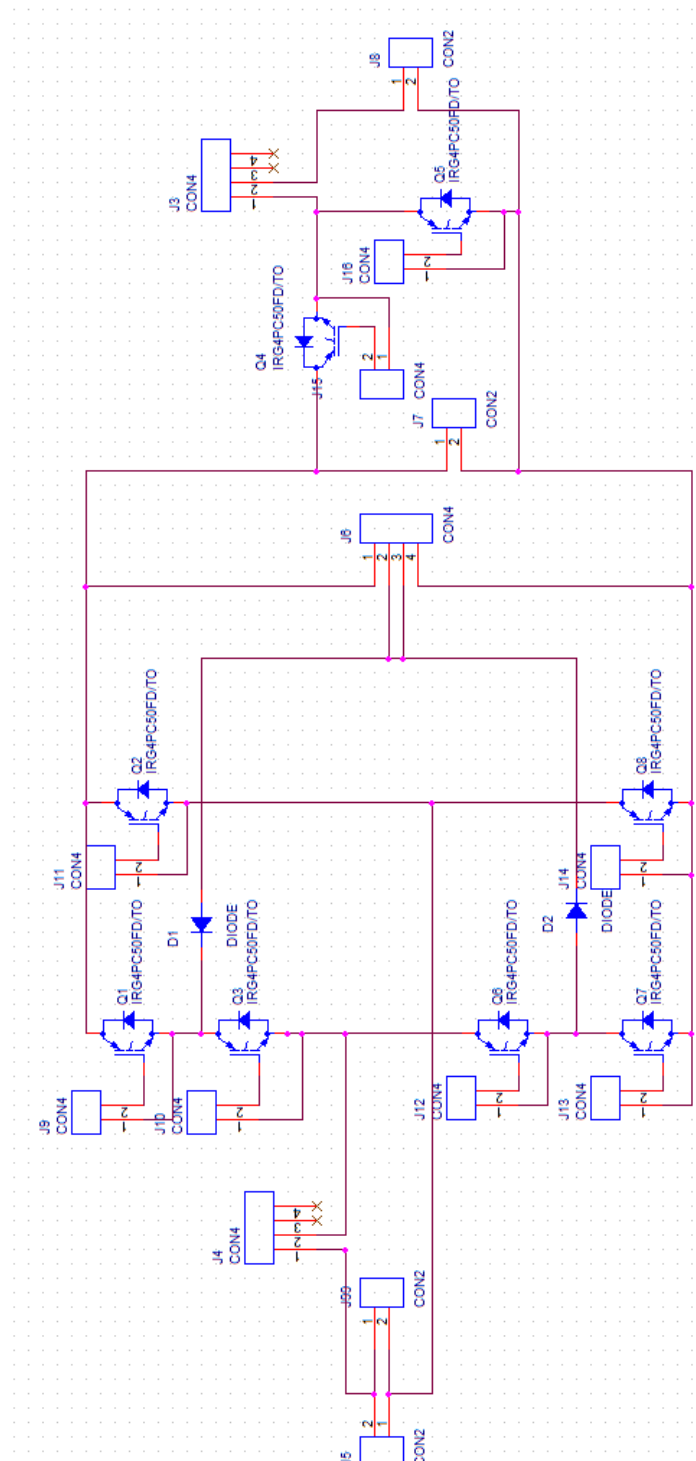
- Circuito de *Drive* de Sinal



- Circuito de Aquisição



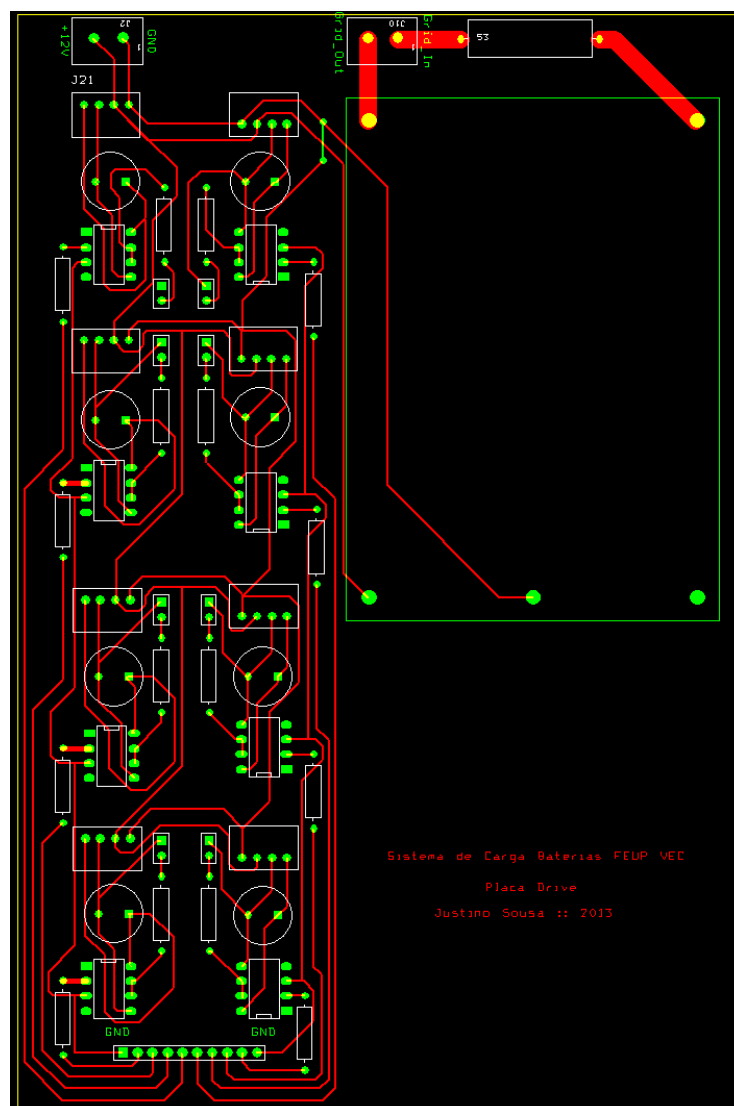
- Circuito de Potência



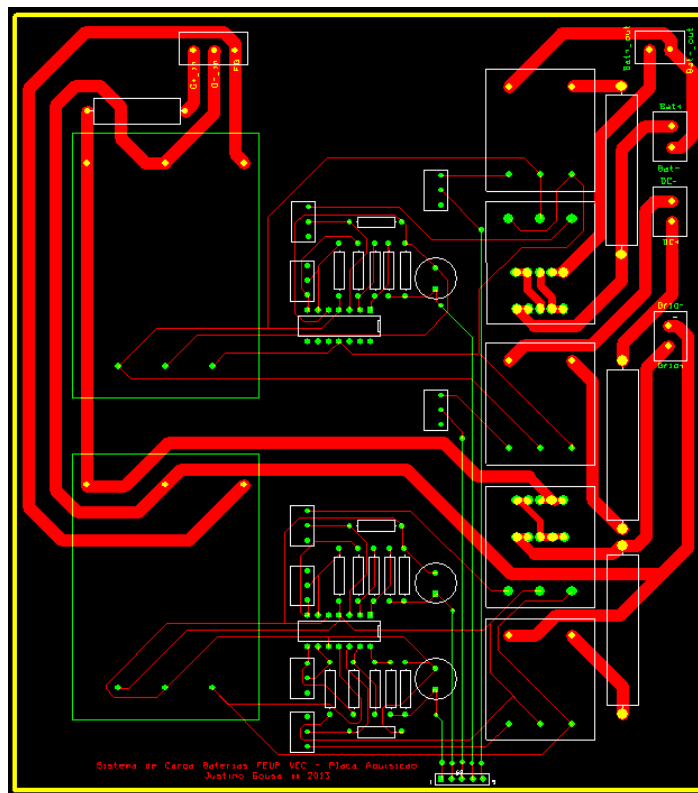
Anexo C

Footprints

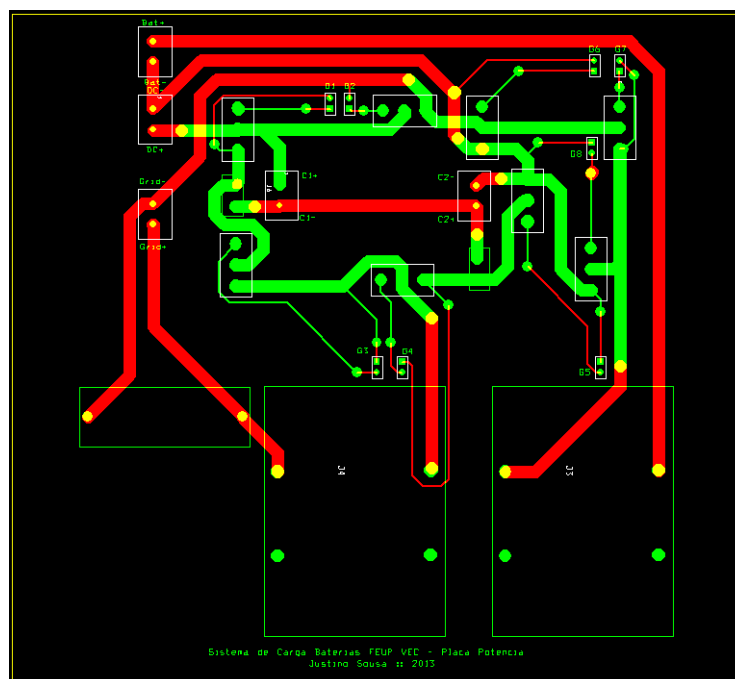
- Circuito de *Drive* de Sinal



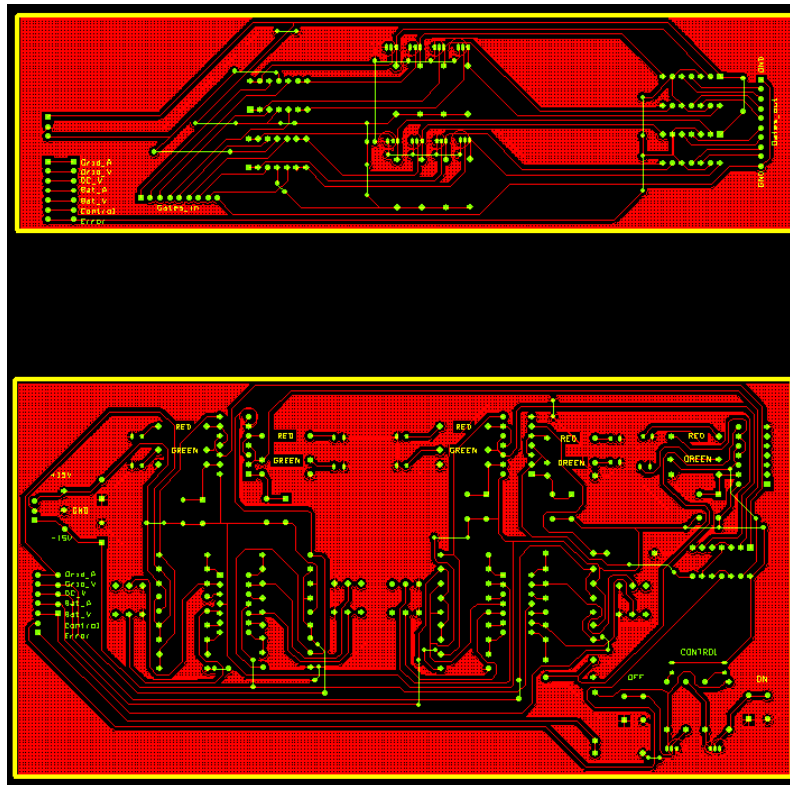
- Circuito de Aquisição



- Circuito de Potência



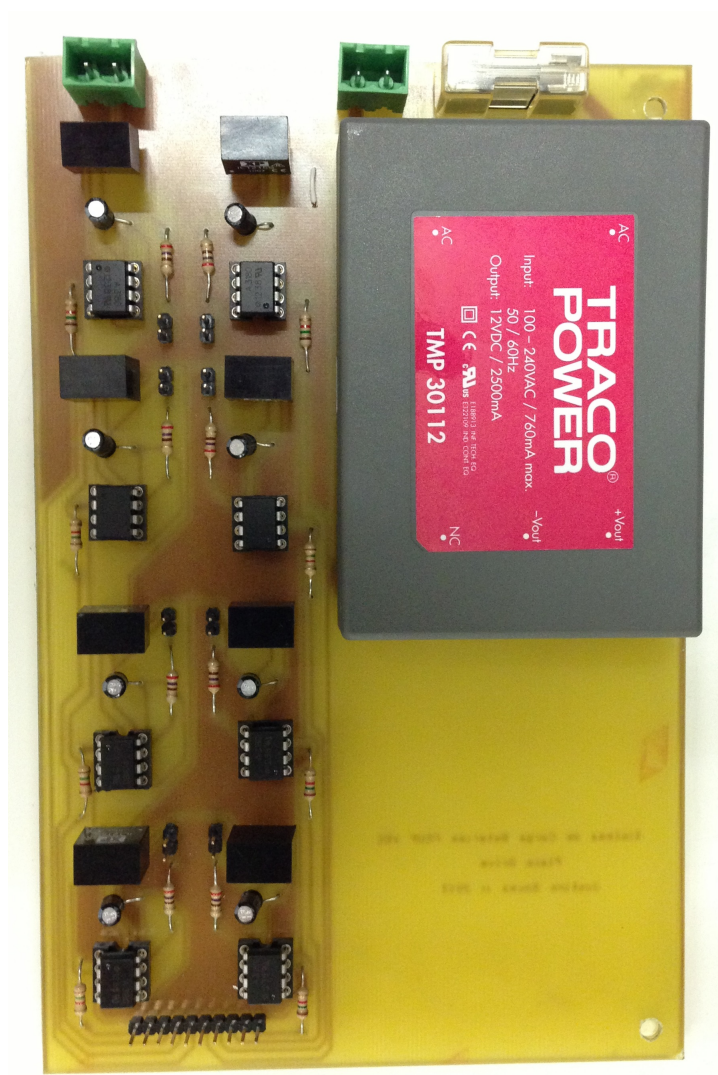
- Circuito de Proteção



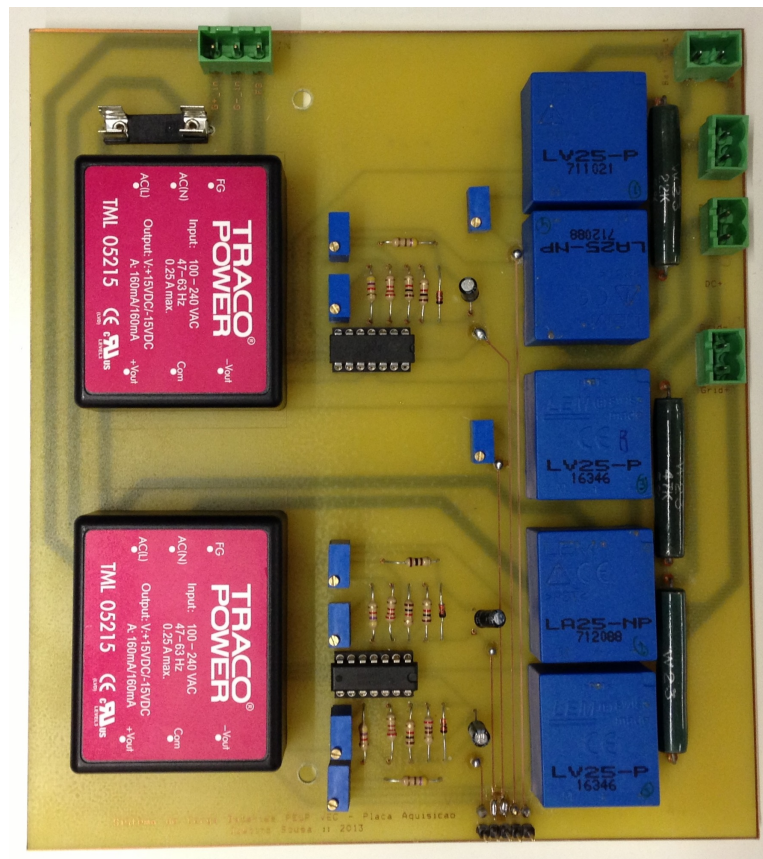
Anexo D

Circuitos Implementados

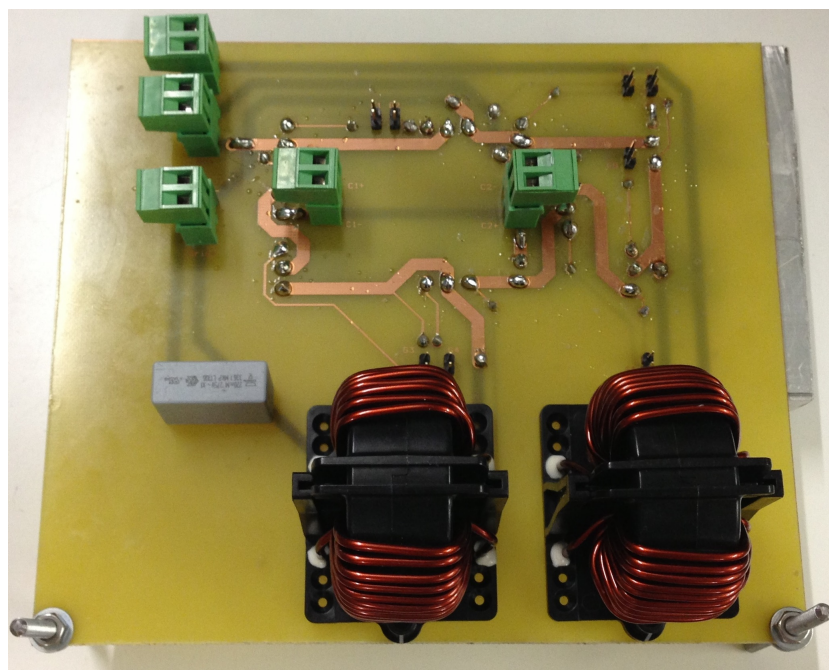
- Circuito de *Drive* de Sinal



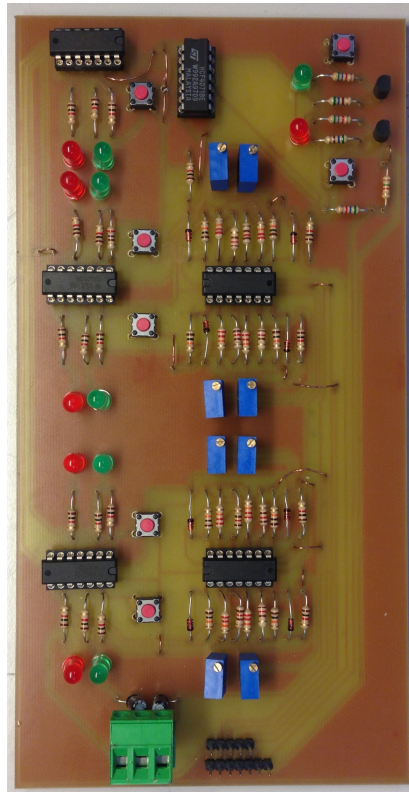
- Circuito de Aquisição



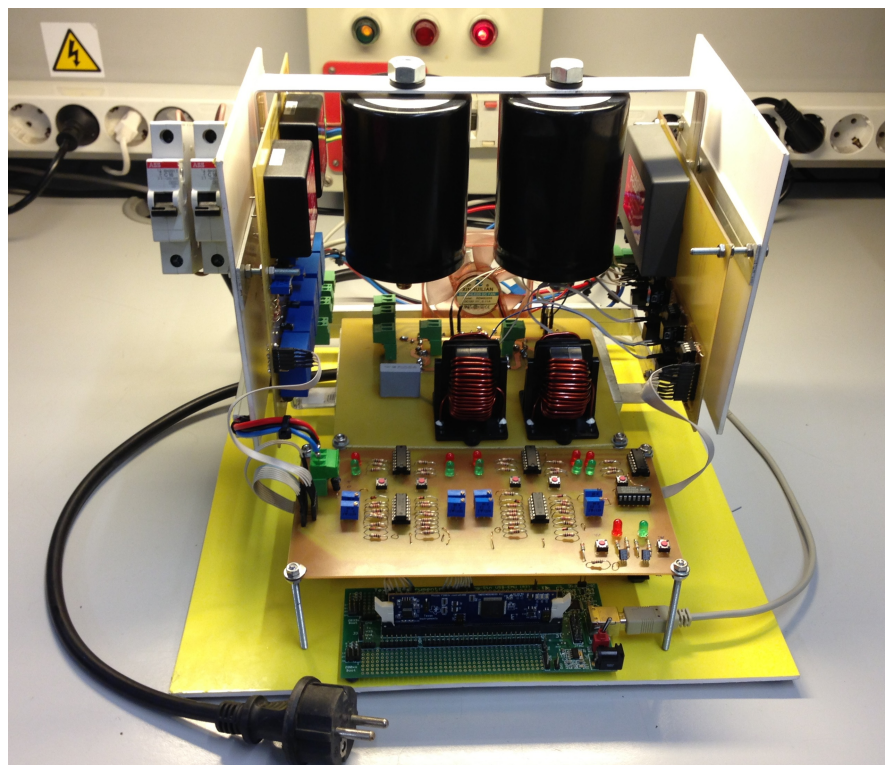
- Circuito de Potência



- Circuito de Proteção



- Sistema Final



Referências

- [1] B. Kramer, S. Chakraborty, e B. Kroposki. A review of plug-in vehicles and vehicle-to-grid capability. Em *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*, páginas 2278–2283, 2008. doi:10.1109/IECON.2008.4758312.
- [2] D.C. Erb, O.C. Onar, e A. Khaligh. An integrated bi-directional power electronic converter with multi-level ac-dc/dc-ac converter and non-inverted buck-boost converter for phev's with minimal grid level disruptions. Em *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*, páginas 1–6, 2010. doi:10.1109/VPPC.2010.5729129.
- [3] Yu Du, Xiaohu Zhou, Sanzhong Bai, S. Lukic, e A. Huang. Review of non-isolated bi-directional dc-dc converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks. Em *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, páginas 1145–1151, 2010. doi:10.1109/APEC.2010.5433359.
- [4] Feup vec. Acedido a 15/01/2013. URL: <http://paginas.fe.up.pt/~ee06254/tiagoramos/>.
- [5] Michael faraday. Acedido a 20/12/2012. URL: <http://inventors.about.com/library/weekly/aacarselectrica.htm>.
- [6] Robert anderson. Acedido a 20/12/2012. URL: <http://www.pbs.org/now/shows/223/electric-car-timeline.html>.
- [7] Eletric carriage and wagon company. Acedido a 20/12/2012. URL: <http://kinesis.tumblr.com/post/10136139317/electric-taxi-cabs>.
- [8] Young-Joo Lee e A. Emadi. Integrated bi-directional ac/dc and dc/dc converter for plug-in hybrid electric vehicle conversion. Em *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE*, páginas 215–222, 2007. doi:10.1109/VPPC.2007.4544128.
- [9] Regulation (ec) no 443/2009 of the european parliament and of the council of 23 april 2009 setting emission performance standards for new passenger cars as part of the community's integrated approach to reduce co2 emissions from light-duty vehicles. Acedido a 05/01/2013. URL: <http://eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=OJ:L:2009:140:0063:008:en:PDF>.
- [10] Toyota prius. Acedido a 05/01/2013. URL: http://www.netcarshow.com/toyota/2013-prius_plug-in_hybrid/.
- [11] Mitsubishi i-miev. Acedido a 05/01/2013. URL: <http://i.mitsubishicars.com/>.

- [12] C.C. Chan. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 95(4):704–718, 2007. doi:10.1109/JPROC.2007.892489.
- [13] M. winter and r. j. brodd, c.r., "what are batteries, fuel cells, and supercapacitors?"2004. 104: p. 4245-4270, 2004/10/01 2004. URL: <http://pubs.acs.org/doi/pdfplus/10.1021/cr020730k>, note={Acedido a 05/01/2013}, .
- [14] Yimin Gao Mehrdad Ehsani. *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles*. CRC Press, 2009.
- [15] L. Serrao, Z. Chehab, Y. Guezennet, e G. Rizzoni. An aging model of ni-mh batteries for hybrid electric vehicles. Em *Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference*, páginas 8 pp.–, 2005. doi:10.1109/VPPC.2005.1554536.
- [16] Min Chen e G.A. Rincon-Mora. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and i-v performance. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 21(2):504–511, 2006. doi:10.1109/TEC.2006.874229.
- [17] R.C. Kroeze e P.T. Krein. Electrical battery model for use in dynamic electric vehicle simulations. Em *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, páginas 1336–1342, 2008. doi:10.1109/PESC.2008.4592119.
- [18] S. Lukic. Charging ahead. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 2(4):22–31, 2008. doi:10.1109/MIE.2008.930361.
- [19] Alessandro volta. Acedido a 06/01/2013. URL: http://en.wikipedia.org/wiki/Alessandro_Volta.
- [20] H.L. Chan. A new battery model for use with battery energy storage systems and electric vehicles power systems. Em *Power Engineering Society Winter Meeting, 2000. IEEE*, volume 1, páginas 470–475 vol.1, 2000. doi:10.1109/PESW.2000.850009.
- [21] M.P. Kazmierkowski. Handbook of automotive power electronics and motor drives (emadi, a.; 2006) [book news]. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 2(2):46–47, 2008. doi:10.1109/MIE.2008.926483.
- [22] Bergveld, h.j., battery management systems design by modelling, 2011, universiteit twente: Royal philips electronics. p. 328.
- [23] Gan Li e Xiao-Ping Zhang. Modeling of plug-in hybrid electric vehicle charging demand in probabilistic power flow calculations. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, 3(1):492–499, 2012. doi:10.1109/TSG.2011.2172643.
- [24] Commission, i.e., iec 61851-1 electric vehicle conductive charging system - part 1: General requirements. 2010.
- [25] Mobile energy resources in grids of electricity. Acedido a 10/02/2013. URL: http://www.ev-merge.eu/images/stories/uploads/MERGE_WP1_D1.2_Final.pdf.
- [26] Wenhai Yang, Zhanlong Zhang, Jingmin Wang, e Yajing Gao. Simulation of electric vehicle charging station and harmonic treatment. Em *Systems and Informatics (ICSAI), 2012 International Conference on*, páginas 609–613, 2012. doi:10.1109/ICSAI.2012.6223071.
- [27] Mullins, m., ev and installation standardisation, 2011.

- [28] Ieee standard for interconnecting distributed resources with electric power systems. *IEEE Std 1547-2003*, páginas 1–16, 2003. doi:10.1109/IEEESTD.2003.94285.
- [29] Xiaomin Lu, K.L.V. Iyer, K. Mukherjee, e N.C. Kar. Development of a bi-directional off-board level-3 quick charging station for electric bus. Em *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2012 IEEE*, páginas 1–6, 2012. doi:10.1109/ITEC.2012.6243500.
- [30] D.C. Erb, O.C. Onar, e A. Khaligh. Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles. Em *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, páginas 2066–2072, 2010. doi:10.1109/APEC.2010.5433520.
- [31] B.K. Bose. *Power Electronics And Motor Drives*.
- [32] S. Jaganathan e Wenzhong Gao. Battery charging power electronics converter and control for plug-in hybrid electric vehicle. Em *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC '09. IEEE*, páginas 440–447, 2009. doi:10.1109/VPPC.2009.5289815.
- [33] A.K. Verma, B. Singh, e D. T. Shahani. Grid to vehicle and vehicle to grid energy transfer using single-phase bidirectional ac-dc converter and bidirectional dc-dc converter. Em *Energy, Automation, and Signal (ICEAS), 2011 International Conference on*, páginas 1–5, 2011. doi:10.1109/ICEAS.2011.6147084.
- [34] Kuei-Hsiang Chao; Pi-Yun Chen; Chun-Hsin Cheng. A three-level converter with output voltage control for high-speed railway tractions,"industrial electronics society, 2007. iecon 2007. 33rd annual conference of the ieee , vol., no., pp.1793,1798, 5-8 nov. 2007. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4460160&isnumber=4459874>.
- [35] M. Ortuzar, J. Dixon, e J. Moreno. Design, construction and performance of a buck-boost converter for an ultracapacitor-based auxiliary energy system for electric vehicles. Em *Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE*, volume 3, páginas 2889–2894 Vol.3, 2003. doi:10.1109/IECON.2003.1280706.
- [36] L.M.T. S. Khomfoi. *Multilevel Power Converters*. Addison-Wesley.
- [37] Datasheet igbt. Acedido a 04/06/2013. URL: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irg4ph50kd.pdf>.
- [38] Estrutura dsp. Acedido a 14/06/2013. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/sprs584i/sprs584i.pdf>.
- [39] S. Khader, A. Hadad, e A.A. Abu-Aisheh. The application of psim amp; matlab/ simulink in power electronics courses. Em *Global Engineering Education Conference (EDUCON), 2011 IEEE*, páginas 118–121, 2011. doi:10.1109/EDUCON.2011.5773124.
- [40] Datsheet sensor de tensão. Acedido a 06/05/2013. URL: http://www.datasheetcatalog.org/datasheets/70/206929_DS.pd.
- [41] Datsheet sensor de corrente. Acedido a 06/05/2013. URL: <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/lem/LA25-NP.pdf>.
- [42] F. A. M.Travassos F. Corrêa Alegria. Implementation details of an automatic monitoring system used on a vodafone radiocommunication base station. Acedido a 06/05/2013. URL: <https://dSPACE.ist.utl.pt/bitstream/2295/649073/2/>.

- [43] Datsheet optoacoplador. Acedido a 04/06/2013. URL: http://www.datasheetcatalog.org/datasheets/480/83089_DS.pdf.
- [44] Datsheet conversor dc-dc. Acedido a 04/06/2013. URL: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/276057/XPPower/IL1215S.html>.